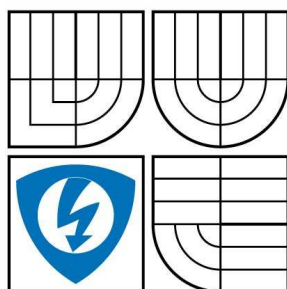


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

NÁVRH TYPU MODULACE PRO PROSTŘEDÍ S RUŠENÍM

MODULATION TECHNIQUE DESIGN FOR RADIO CHANNELS WITH INTERFERENCE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JIŘÍ BĚLOHLÁVEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. RADIM PUST

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Telekomunikační a informační technika

Student: Bc. Jiří Bělohlávek

ID: 83875

Ročník: 2

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Návrh typu modulace pro prostředí s rušením

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem diplomové práce je popsat jednotlivé druhy modulací ASK, FSK(MSK, GMSK) a PSK(BPSK, QPSK). Pro uvedené druhy modulací vytvořit v programu Matlab model, který umožní porovnat odolnost těchto modulací vůči rušení. Následně porovnat získané výsledky z teoreticky vypočtenými hodnotami a dle vhodně zvolených kritérií vybrat nejodolnější modulaci vůči rušení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] DOBEŠ, Josef. Moderní radiotechnika. 1. vyd. Praha : BEN - technická literatura, 2006. 767 s. ISBN 80-7300-132-2.
- [2] KARBAN, Pavel. Výpočty a simulace v programech Matlab a Simulink. Brno : Computer Press, 2006. 220 s. ISBN 80-251-1301-9.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 26.5.2009

Vedoucí práce: Ing. Radim Pust

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

ABSTRAKT

Tato práce stručně popisuje základní typy modulačních technik určených pro přenos binárního signálu. Shrnuje výhody i nevýhody použití jednotlivých modulačních technik a představuje možné způsoby modulace a demodulace. Další část se zaměřuje především na stanovení pravděpodobnosti chybného příjmu. Pro každou z modulačních technik jsou vypočteny teoretické hodnoty bitové chybovosti a vyneseny grafické závislosti. V praktické části jsou představeny možnosti prostředí programu Matlab a jeho použití pro měření bitové chybovosti. V prostředí Simulink je sestaven model komunikačního řetězce s přídavným rušením na přenosové cestě a pomocí ovládacího skriptu jsou získány závislosti bitové chybovosti. U některých modulačních technik jsou pak zkoumány jednotlivé faktory ovlivňující tuto závislost. Závěr práce se zabývá porovnáním teoretických a naměřených závislostí a celkovým zhodnocením.

KLÍČOVÁ SLOVA

modulační techniky, bitová chybovost, BER, Matlab, Simulink, simulace

ABSTRACT

This thesis concisely describes essential type of modulation technique for transmission of binary signal. In introductory part there are summarized advantages and disadvantages for each described modulation technique. There are described proceeding of modulation and demodulation too. Next part is specialized mainly to determination of incorrect receiving probability. For each modulation technique are calculated theoretical values of bit error rate and compiled graph. In practical part there are described possibilities of Matlab platform for measurement of bit error rate. In implement Simulink there is built model of communication channel with additional AWGN channel. Graphs are constructed from simulation data by the help of model's control script. On selected modulation technique are inspected various elements which are reacted with graph. In finale part there are compared theoretical and measured values and summarized analysis.

KEYWORDS

modulation technique, bit error rate, BER, Matlab, Simulink, simulation

BĚLOHLÁVEK, J. *Návrh typu modulace pro prostředí s rušením*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 55 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Radim Pust.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Návrh typu modulace pro prostředí s rušením“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení §11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení §152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 26.5.2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Radimu Pustovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 26.5.2009

.....

podpis autora

Obsah

Úvod	10
1 Digitální modulace	11
1.1 Klasifikace digitálních modulací	11
2 Parametry digitálních modulací	12
3 Základní modulační metody	15
3.1 Modulace ASK	15
3.2 Modulace FSK	17
3.3 Modulace MSK	19
3.4 Modulace GMSK	20
3.5 Modulace PSK	22
3.6 Modulace QPSK	24
4 Pravděpodobnost chybného příjmu	26
4.1 Pravděpodobnostní funkce	26
4.2 Pravděpodobnost chyby u digitálních modulací	27
5 Výpočty a simulace v prostředí Matlab	35
5.1 Communications Toolbox	35
5.2 Simulink Library and Communication Blockset	37
5.2.1 Modulátory a demodulátory	38
5.2.2 AWGN kanál	42
5.2.3 Zdroje signálů	43
5.3 Simulace přenosového řetězce s rušením	43
Závěr	51
Seznam literatury	52
Seznam příloh	55

Seznam obrázků

Obr. 1 Průběh modulačního signálu a modulovaného ASK signálu	15
Obr. 2 Výkonová spektrální hustota ASK signálu	17
Obr. 3 Průběh modulačního signálu a modulovaného FSK signálu.....	18
Obr. 4 Výkonová spektrální hustota FSK signálu	19
Obr. 5 Průběh modulačního signálu a modulovaného PSK signálu.....	22
Obr. 6 Výkonová spektrální hustota PSK signálu	23
Obr. 7 Průběhy signálů QPSK modulace	25
Obr. 8 Teoretické závislosti bitové chybovosti zadaných modulací	33
Obr. 9 Graf teoretických závislostí vícecestavových modulací ASK, FSK a PSK.....	34
Obr. 10 Graf závislosti bitové chybovosti PSK modulace pomocí nástroje	37
Obr. 11 Schéma modelu přenosového řetězce s BPSK modulací	44
Obr. 12 Vytížení při simulaci	46
Obr. 13 Komplexní graf všech simulovaných modelů.....	48
Obr. 14 Závislost bitové chybovosti u GMSK pro různé relativní šířky pásma	48
Obr. 15 Porovnání simulovaných a teoretických hodnot bitové chybovosti u M-PSK.....	49
Obr. 16 Porovnání simulovaných a teoretických hodnot bitové chybovosti u M-FSK	50

Seznam tabulek

Tab. 1 Tabulka vypočtených hodnot pravděpodobností chyby u základních modulací.....	32
Tab. 2 Tabulka vypočtených hodnot pravděpodobnosti chyby pro vícecestavové varianty.....	32

Úvod

Digitální modulace patří pro přenos informace v rádiovém prostředí k dnešnímu standardu efektivního, spolehlivého a energeticky přijatelného řešení. Digitálními modulacemi je přenášen oproti analogovým modulacím univerzální binární signál, který může reprezentovat jakákoliv data. Dnešní typy používaných digitálních modulací vycházejí ze tří základních metod klíčování - amplitudy, kmitočtu a fáze signálu nosné, kterým se tato práce především věnuje. U každé modulace jsou nejsledovanějšími hledisky její spektrální a energetická účinnost a především také její odolnost v rušivém prostředí. Modulační techniky splňující tato kritéria s co nejlepšími výsledky pak nalézají uplatnění u různých technologií a denně se s nimi setkáváme. Jednotlivá prostředí, ve kterých má být daná modulační technika nasazena, mohou požadovat rozdílná kritéria a pojem nejlepší výběr je tak velmi specifický. Přestože principy základních digitálních modulací jsou známy již delší dobu, jsou stále vynalézány jejich dokonalejší a důmyslnější následovníci.

1 Digitální modulace

Digitálními modulacemi se nazývají ty, jejichž nosný signál nabývá diskrétních stavů. Modulačním signálem je nejčastěji binární signál nebo jeho modifikace. Modulačním signálem je možné ovlivňovat amplitudu, kmitočet a fázi. U dvoustavové modulace je diskrétním stavem logická nula a jednička. Diskrétní stav je označován jako signálový prvek nebo symbol. Klíčováním je nazývána změna nosné vlny pouze mezi diskrétními stavy. U dvoustavových modulací odpovídá každému stavu modulovaného signálu právě jeden bit. Vícestavové modulace mají větší přenosovou kapacitu, protože jednomu stavu nosné vlny odpovídá skupina dvou a více bitů.

1.1 Klasifikace digitálních modulací

Digitální modulace lze dělit podle několika obecných kritérií [1]. Prvním z těchto kritérií je rozdělení na modulace s konstantní a s proměnnou obálkou. Mezi modulace s konstantní obálkou patří modulace s klíčováním kmitočtu, fáze a modulace se spojitou změnou fáze. Mezi základní modulační techniky s proměnnou obálkou patří modulace s klíčováním amplitudy a s klíčováním amplitudy i fáze. Ostatní druhy modulací ať již s proměnnou nebo konstantní obálkou vycházejí z těchto základních modulačních metod.

Modulace s konstantní obálkou mohou být teoreticky zesilovány nelineárními výkonovými zesilovači, které mají vysokou energetickou účinnost, ve skutečnosti však dochází při použití těchto zesilovačů k nespojitostem či parazitní amplitudové modulaci. Tyto nežádoucí jevy pak vedou k rozšíření spektra modulovaného signálu. Zdokonalené varianty modulací QPSK a modulací se spojitou fází tyto nežádoucí jevy potlačují a je možné tuto třídu zesilovačů použít. U modulací s proměnnou obálkou je nutné použití lineárních zesilovačů. Zde jsou pak výhodné především varianty vícestavových modulací.

Další rozlišení modulací může být podle toho zda se jedná o lineární či nelineární modulace. Pro lineární modulace musí platit model superpozice. K lineárním modulacím se řadí ASK, PSK a jejich kombinace ASK-PSK (QAM). Modulace PSK je sice definována s konstantní amplitudou, ale v skutečnosti kvůli kmitočtovému omezení spektra dochází na nespojitých přechodech fáze k poklesu obálky nosné.

2 Parametry digitálních modulací

Pro porovnání a charakterizování digitálních modulací existuje několik základních parametrů. Hlavními z nich je šířka pásma modulovaného signálu, poměr signál-šum, spektrální a energetická účinnost a bitová či symbolová chybovost.

Šířka pásma

Pro specifikaci pásmových modulovaných signálů je vysokofrekvenční šířka pásma důležitým parametrem. Šířka pásma je nejčastěji značena písmenem B . Šířka pásma má několik definic [1] pro její výpočet a to podle toho, k jakému účelu tento parametr potřebujeme.

Absolutní šířka pásma – je určena rozsahem kmitočtů, ve kterých má signál nenulovou spektrální hustotu. Jelikož má řada modulačních signálů kmitočtové neomezené pásmo a zabírá tak v kmitočtovém spektru rozsah od nuly až do nekonečna v některých případech, je tato definice nevhodná a nepoužívá se. Má-li spektrum signálu konkrétní nulové body vymezující hlavní lalok je tato šířka nazývána nula-nula B_{00} .

Šířka pásma pro danou úroveň - nejčastěji se lze setkat s šířkou pásma B_3 pro úroveň 3dB. Tato šířka pásma vymezuje rozsah ohraničený kmitočty, na kterých výkonová spektrální hustota klesne o polovinu tj. o 3dB oproti své maximální hodnotě. Kromě hranice 3dB se používá často šířka pásma B_{20} pro úroveň 20dB. Poměr B_{20}/B_3 je nazýván činitel tvaru a vystihuje strmost boků křivky, která ohraničuje spektrum signálu.

Od šířky pásma je odvislá veličina frakční pásmová účinnost. Tento parametr vyjadřuje šířku pásma připadající na 1 přenášený bit za 1 sekundu. Jednotkou je tedy Hz/bit/s.

Poměr signál – šum

Pro signály v základním pásmu se označuje poměr signál-šum SNR (Signal to Noise Ratio). Pro modulované signály je tento poměr označován CNR (Carrier to Noise Ratio). Tyto označení se však často zaměňují. Jiným poměrem je vztah signál-interference SIR (Signal to Interference), kde interferencemi jsou součty šumů intermodulačních a harmonických zkreslení.

Pravděpodobnost chyby

Pravděpodobnost chyby v přenosu bitu P_e . Tato veličina je stanovena na základě teoretického rozboru a je dána poměrem počtu chybných bitů přenesených za jednotku času ku celkovému počtu bitů přenesených za jednotku času. Skutečná chybovost získaná měřením na konkrétním systému je označována jako bitová chybovost BER (Bit Error Rate) (2.1) [1]. Obdobně je definována symbolová chybovost SER (Symbol Error Rate) (2.2), paketová chybovost PER (Packet Error Rate) a rámcová chybovost FER (Frame Error Rate). Časový

interval pro měření chybovosti musí být dostatečně dlouhý, aby se při jeho dalším zvětšování již hodnota chybovosti BER popř. jiných neměnila. Chybovost BER pro konkrétní modulační systém je závislá hlavně na odstupu nosná-šum CNR . Tento poměr je uvažován na vstupu demodulátoru přijímače, kde je tento odstup v celém komunikačním kanálu nejmenší. Výsledkem měření pro daný přenosový řetězec je pak graf závislosti chybovosti na odstupu nosná-šum $BER = f(CNR)$. Závislost $P_e = f(CNR)$ lze pro většinu modulací spočítat a vynést tak graficky teoretický průběh. Teoretické vzorce jsou však idealizované a předpokládají, že jediným zdrojem rušení v systému je aditivní bílý gaussovský šum AWGN. Ve skutečnosti je chybovost větší vzhledem k dalším vlivům podílejících se na rušení. Mezi tyto vlivy patří nedokonalá kmitočtová filtrace signálu ve vysílači i v přijímači, fázový šum oscilátorů, nelinearita koncových stupňů vysílačů, šíření elektromagnetických vln po vícenásobných drahách, různé druhy úniků aj. Uvažování těchto typů rušení do teoretických vzorců je velmi složité a proto se častěji určuje chybovost BER získaná měřením.

$$BER = \frac{n_{BE}}{n_B} \quad [-] \quad (2.1)$$

$$SER = \frac{n_{SE}}{n_S} \quad [-] \quad (2.2)$$

Kromě poměru CNR se u vyjádření chybovosti používá poměru průměrné energie užitečného signálu E_b připadajícího na jeden modulační bit ku spektrální jednostranné šumové hustotě šumu N_o . Tento poměr je označován jako normovaný poměr signál-šum. Opačný poměr těchto dvou veličin je označován jako energetická účinnost η_e .

Poměr E_b/N_o je systémově nezávislá veličina. Naopak u poměru C/N je nutné znát šířku pásma, kmitočet modulačního signálu aj. Poměr C/N_o je nezávislý na šířce pásma B .

Výkonová a spektrální účinnost

Výkonová nebo také energetická účinnost η_e [1] (2.3) je definována jako poměr spektrální výkonové hustoty šumu N_o , ku střední energii užitečného signálu, který přenáší jednobitovou informaci pro určitou bitovou chybovost BER . Za referenční hodnotu BER je často brána hodnota 10^{-5} [1] nebo 10^{-6} [3].

Spektrální účinnost η_s [1] (2.4) je definována jako poměr bitové rychlosti f_b ku šířce pásma rádiového kanálu B .

$$\eta_e = \frac{N_o}{E_b} \quad [-]; \quad \eta_s = \frac{f_b}{B} \quad [b/s/Hz] \quad (2.3) \quad (2.4)$$

Modulační (symbolová) rychlost

je počet přenesených signálových prvků, trvajících T_{SP} , za sekundu. [6]

$$M = \frac{1}{T_{SP}} \quad [Bd]; \quad (2.5) \quad T_{SP} (T_b) \dots \text{délka trvání signálového prvku}$$

Přenosová rychlost

je počet přenesených bitů za sekundu. [9]

$$R = f_b = M \cdot \log_2 Q \quad [bit / s]; \quad (2.6)$$

Q – počet možných stavů signálu

$\log_2 Q$ – počet bitů odpovídajících jednomu přenesenému signálovému prvku

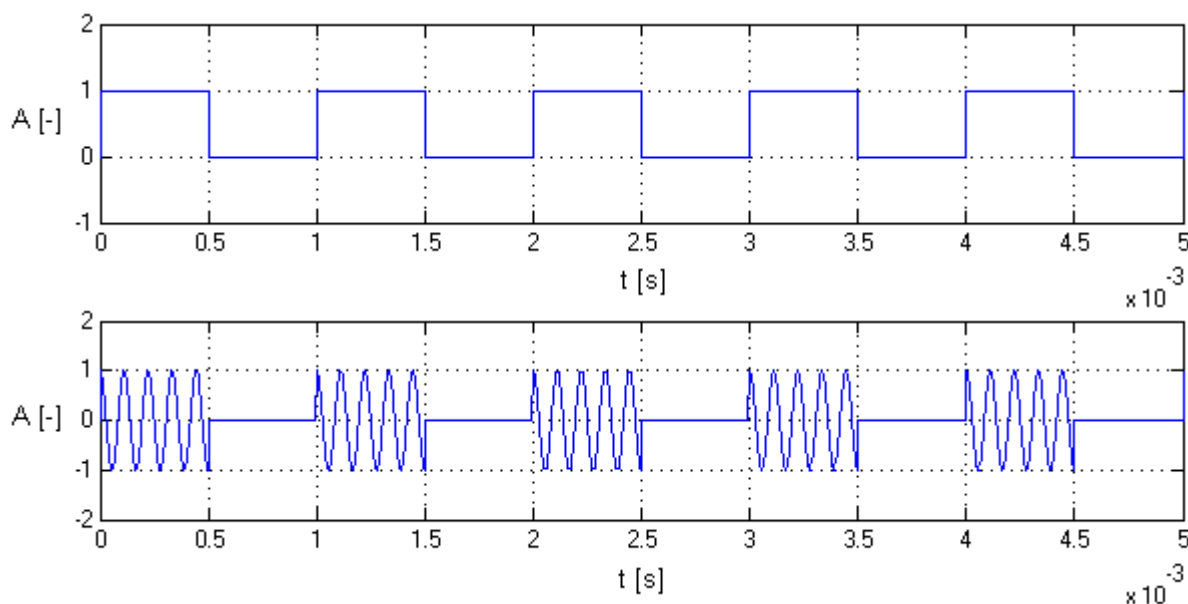
U dvoustavových modulací se místo doby signálového prvku (symbolu) používá označení T_b , protože jeden signálový prvek odpovídá jednomu přenesenému bitu. Podobně je označována přenosová rychlost R jako bitový kmitočet f_b .

3 Základní modulační metody

3.1 Modulace ASK

Modulace ASK (Amplitude Shift Keying) neboli amplitudové klíčování přenáší binární informaci pomocí amplitudy modulovaného signálu. Tato modulace je označována také jako BASK (Binary ASK) či 2ASK, kde první symbol značí, že se jedná o dvoustavovou modulaci. Modulace vznikne ovlivňováním nosného signálu modulačním signálem s diskretními stavy. Modulačním signálem je nejčastěji unipolární NRZ signál. Výsledný modulovaný signál vypadá následovně: po dobu trvání logické „1“ je vysílán kmitočet nosné a po dobu trvání logické „0“ není vysílán žádný signál (Obr. 1). Základní dvoustavová modulace ASK je v literatuře označována také jako modulace OOK (On-Off Keying) nebo i jako PAM (*Pulse Amplitude Modulation*).

Jelikož je informace přenášena amplitudou nosného signálu, je tato modulace málo odolná proti rušení v přenosovém kanále a není proto tak používána. Modulaci ASK používá například jeden z obvodů určených pro PLC systémy [14] nebo některé IR systémy. S častějším využitím této modulace se lze spíše setkat ve spojení s fázovým klíčováním. Tato kombinace, kde jsou data modulována pomocí fázového i amplitudového klíčování, je použita u digitální modulace QAM (ASK-PSK).



Obr. 1 Průběh modulačního signálu a modulovaného ASK signálu

Základní ASK modulace je dvoustavová, jednomu signálovému prvku odpovídá jeden přenesený bit a přenosová rychlost R je tedy stejná jako symbolová M . U vícestavové modulace ASK bude modulovaný signál obsahovat více úrovní nosné, kde jedna úroveň

nosné tj. jeden symbol bude odpovídat skupině bitů. Zavedení více úrovní vysokofrekvenční nosné klade větší nároky na výkon vysílače. Zvýšením počtu stavů se snižuje odolnost této modulace proti rušení, což na straně přijímače ztěžuje správnou detekci úrovně nosné.

Spektrum ASK signálu

Dle literatury [6] je uvedeno odvození spektra signálu. Amplitudově klíčovaný signál s_{ASK} je možné zapsat jako součin nosné a modulačního signálu (3.1),

$$s_{ASK}(t) = s_c(t) \cdot g(t), \quad (3.1)$$

kde $s_c(t)$ je vysokofrekvenční nosný signál (3.2) a $g(t)$ modulační signál (3.3), v tomto případě unipolární NRZ nabývající pouze hodnot 0 nebo 1.

$$s_c(t) = S_c \cos \omega_c t \quad (3.2)$$

$$g(t) = \langle 0;1 \rangle \quad (3.3)$$

Je-li modulační signál složen ze střídající sekvence nul a jedniček (..010101..), lze jej vyjádřit Fourierovou řadou v následujícím tvaru

$$g(t) = 0,5 + \sum_{k=1}^{\infty} S_k \cos k\Omega t, \quad (3.4)$$

kde amplituda S_k se rovná

$$S_k = 2D \frac{\vartheta}{T} \operatorname{sinc}\left(k\Omega \frac{\vartheta}{2}\right) = 2D \frac{\vartheta}{2\vartheta} \operatorname{sinc}\left(k \frac{2\pi}{T} \frac{\vartheta}{2}\right) = 2 \cdot 1 \frac{\vartheta}{2\vartheta} \operatorname{sinc}\left(k \cdot \frac{2\pi}{2\vartheta} \frac{\vartheta}{2}\right) = \operatorname{sinc}\left(k \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.5)$$

Dosazením do rovnice (3.1) vyjde, že

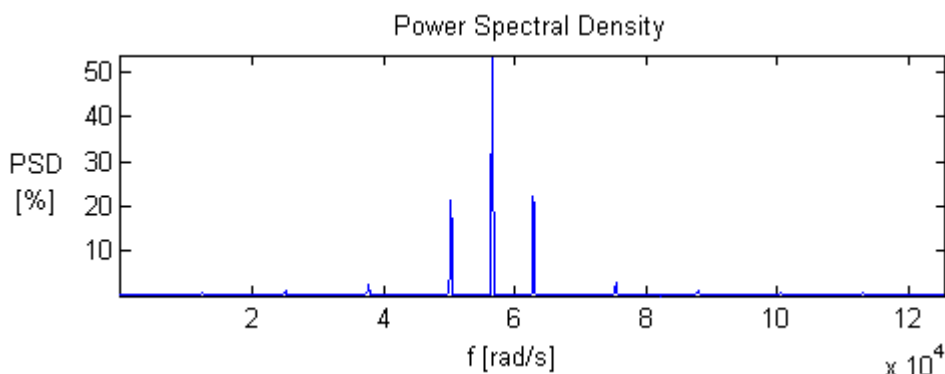
$$\begin{aligned} s_{ASK}(t) &= S_c \cos \omega_c t \cdot \left[0,5 + \sum_{k=1}^{\infty} \operatorname{sinc}\left(k \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos k\Omega t \right] = \frac{S_c}{2} \cos \omega_c t + S_c \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \operatorname{sinc}\left(k \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos k\Omega t \cdot \cos \omega_c t \\ s_{ASK}(t) &= \underbrace{\frac{S_c}{2} \cos \omega_c t}_{\text{nosná složka}} + \underbrace{\frac{S_c}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \operatorname{sinc}\left(k \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(\omega_c + k\Omega)t}_{\text{horní postranní pásmo}} + \underbrace{\frac{S_c}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \operatorname{sinc}\left(k \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(\omega_c - k\Omega)t}_{\text{dolní postranní pásmo}} \quad (3.6) \end{aligned}$$

Pro sudé koeficienty k vycházejí postraní složky spektra modulovaného signálu nulové. Šířka pásma potřebná pro přenos alespoň základní harmonické složky ASK signálu je

$$B_{min} = 2F = M \quad (3.7)$$

Amplitudové klíčování patří mezi lineární modulace, platí zde princip superpozice a ve spektru modulovaného signálu nejsou přítomné intermodulační produkty. Amplituda nosné vlny je lineární funkcí okamžitých hodnot modulačního signálu.

Naměřené spektrum na modelu ASK modulace v prostředí Simulink je na Obr. 2. Spektrum je zobrazeno pro kmitočet nosné 9 kHz ($5,7 \cdot 10^4$ rad/s), kmitočet modulačního signálu je 1 kHz, viz. průběhy Obr. 1.



Obr. 2 Výkonová spektrální hustota ASK signálu

Modulace a demodulace

Modulátor ASK je tvořen klíčovacím obvodem, který podle úrovně binárního signálu buď propouští vysokofrekvenční napětí z generátoru na výstup nebo jej zadržuje.

Pro nedomulování lze použít libovolný demodulátor pro amplitudovou modulaci AM s následným úrovnovým diskriminátorem pro detekci stavu 0 a 1.

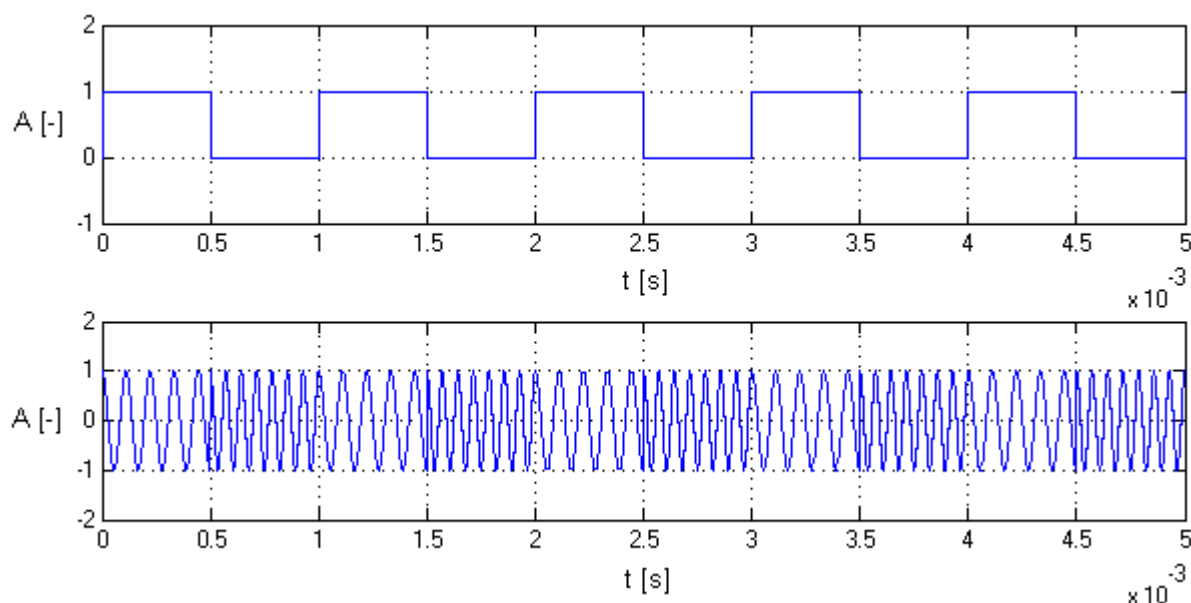
3.2 Modulace FSK

Modulace FSK (Frequency Shift Keying) neboli kmitočtové klíčování přenáší binární informaci pomocí změny kmitočtu modulovaného signálu. Tato modulace je označována také jako BFSK (Binary FSK) či 2FSK, kde první symbol značí, že se jedná o dvoustavovou modulaci. Dvoustavové kmitočtové klíčování FSK představuje použití dvou kmitočtů, kde každý z nich představuje jednu logickou úroveň. Po dobu trvání logické „1“ je vysílán kmitočet jedné nosné a po dobu trvání logické „0“ je vysílán kmitočet druhé nosné (Obr. 3).

Změna kmitočtu může probíhat spojitě nebo nespojitě. Výhodou spojitě změny kmitočtu je užší spektrum modulovaného signálu. Při nespojitě změně vznikne ostrý přechod mezi dvěma kmitočty nosné a tento impuls má v kmitočtové oblasti poměrně širší spektrum kmitočtů než zabírají obě nosné. Spojitá změna kmitočtu, daná podmínkou (3.11-3), je specifická u modulace MSK.

Kmitočty nosných jsou označovány jako signalizační f_1 (3.8) a f_2 (3.9) [1], dále je definován kmitočtový zdvih jako odchylka signalizačního kmitočtu od nominálního kmitočtu nedomulované nosné vlny.

$$f_1 = f_c - \Delta f \quad (3.8); \quad f_2 = f_c + \Delta f \quad (3.9)$$



Obr. 3 Průběh modulačního signálu a modulovaného FSK signálu

Spektrum FSK signálu

Pokud jsou přechody mezi kmitočty nespojité, je průběh modulovaného signálu analogicky součtem dvou amplitudově klíčovaných signálů. Minimální šířka pásma odpovídá součtu dvou dílčích spekter ASK signálů (3.10) [6].

$$B_{\min} = f_0 - f_1 + 2F = f_0 - f_1 + M \quad (3.10)$$

Naměřené kmitočtové spektrum na modelu v prostředí Simulink pro kmitočty nosných 9 kHz ($5,7 \cdot 10^4$ rad/s) a 14 kHz ($8,8 \cdot 10^4$ rad/s) je na Obr. 4.

Kmitočtové klíčování patří mezi nelineární modulace, u kterých neplatí princip superpozice. Během trvání jednoho symbolu dochází pouze k modulaci kmitočtu nebo k nepřímé modulaci fáze, ale obálka zůstává neměnná.

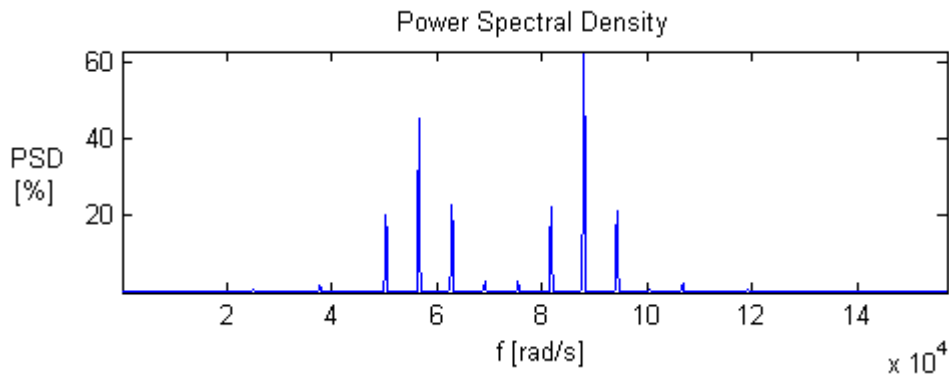
Vícestavová FSK modulace vznikne použitím více nosných kmitočtů, kde jednomu odpovídá skupina více bitů. Tyto kmitočty musí mít dostatečný odstup, avšak oproti ASK zde nedochází ke změně amplitudy, tudíž nejsou kladeny větší výkonové nároky na straně vysílače. Například pro čtyřstavovou FSK modulaci je nutno použít čtyř nosných o různých kmitočtech, kde každý symbol ponese informaci o velikosti dvou bitů.

Modulace a demodulace

Modulátor FSK lze realizovat jako skokově přeladitelný oscilátor [1], který podle stavu binárního signálu generuje jeden ze dvou kmitočtů. Takovýto oscilátor realizovaný například pomocí napětím řízeného oscilátoru VCO zajišťuje spojitou fázi, ale nemá dostatečnou kmitočtovou stabilitu. Jiným způsobem je použití dvou nezávislých oscilátorů pracujících

na dvou různých kmitočtech. Zde se však nespojitosti v průběhu FSK signálu projeví silnými postranními složkami v kmitočtovém spektru. Modulace FSK se v této podobě proto používá u jednodušších aplikací, kde špatné spektrální vlastnosti nejsou na závalu.

Demodulátorem může být jakýkoliv FM demodulátor s následně zapojeným diskriminátorem pro detekci stavu 0 a 1 [1]. Při tomto způsobu demodulace se nemoduluje nejen užitečný signál, ale i šum obsažený v rádiovém kanálu. Lepším řešením je použití demodulátoru složeného ze dvou paralelních větví. V každé větvi jsou pásmové propusti nastavené na kmitočty nosných, za nimi se nacházejí detektory obálky, jejichž výstupy jsou vzorkovány a přiváděny na napěťový komparátor, na jehož výstupu je nemodulovaný binární signál.



Obr. 4 Výkonová spektrální hustota FSK signálu

3.3 Modulace MSK

Modulace MSK (Minimum Shift Keying) je zvláštním případem modulace FSK, u níž dochází ke spojitě změně kmitočtu nebo také jinak ke spojitě změně fáze. Tato kategorie modulací je označována jako CPFSK (Continuous-Phase Frequency Shift Keying), modulace FSK se spojitou fází. MSK znamená dvoustavové kmitočtové klíčování s minimálním zdvihem. Spojitě fáze je u MSK dosaženo splněním podmínek pro signalizační kmitočty.

Podmínkou spojitě fáze u MSK modulace je, že kmitočtový zdvih Δf se musí rovnat čtvrtině bitového (modulačního) kmitočtu f_b (3.11) a zároveň signalizační kmitočty f_1 a f_2 (3.12, 3.13) musejí být jeho násobky [1].

$$\Delta f = \frac{f_b}{4} \quad (3.11) \quad f_1 = f_c - \Delta f \quad (3.12) \quad f_2 = f_c + \Delta f \quad (3.13)$$

Fázový posuv signalizačních kmitočtů za dobu periody T_b jednoho signálového prvku vůči nosné je $\pm\pi$ (3.14, 3.15) [1]. Rozdíl posuvů fáze signalizačních signálů za dobu T_b je pak π (3.16) [1].

$$\Delta\varphi_2 = \varphi_2 - \varphi_c = 2\pi \frac{T_b}{T_2} - 2\pi \frac{T_b}{T_c} = 2\pi T_b (f_2 - f_c) = 2\pi \frac{\Delta f}{f_b} = +\frac{\pi}{2} \quad (3.14)$$

$$\Delta\varphi_1 = \varphi_1 - \varphi_c = 2\pi \frac{T_b}{T_1} - 2\pi \frac{T_b}{T_c} = 2\pi T_b (f_1 - f_c) = 2\pi \frac{(-\Delta f)}{f_b} = -\frac{\pi}{2} \quad (3.15)$$

$$\Delta\varphi_{21} = \varphi_2 - \varphi_1 = 2\pi \frac{T_b}{T_2} - 2\pi \frac{T_b}{T_1} = 2\pi T_b (f_2 - f_1) = \pi \quad (3.16)$$

Průběh fáze MSK signálu se často znázorňuje pomocí fázové mřížky. Fáze signálu se během periody T_b změní o $+\pi/2$ při vstupním bitu „1“ nebo o $-\pi/2$ při vstupním bitu „0“.

Časový průběh modulovaného signálu MSK lze vyjádřit vztahem (3.17)

$$s_{MSK}(t) = S_c \cos\left[2\pi\left(f_c \pm \frac{f_b}{4}\right)t\right] \text{ pro } 0 \leq t \leq T_b. \quad (3.17) [1]$$

Využitím trigonometrického vzorce pro součet dvou úhlů lze dostat pro časový průběh MSK signálu následující vyjádření (3.18)

$$s_{MSK}(t) = S_c \cos\left(\pm \pi \frac{f_b t}{2}\right) \cos(2\pi f_c t) - S_c \sin\left(\pm \pi \frac{f_b t}{2}\right) \sin(2\pi f_c t). \quad (3.18) [1]$$

Modulace a demodulace

Podle vztahu (3.17) lze vytvořit modulátor MSK pomocí sériového modulátoru FSK s oscilátorem VCO [2], který je skokově přeladován z jednoho signalizačního kmitočtu na druhý. Tímto modulátorem však nedosáhneme přesnosti fázových zdvihů, která by byla potřeba u náročnějších aplikací. Podle vztahu (3.18) lze vytvořit MSK signál jako součet dvou kvadrurních modulovaných nosných vln, neboli součet dvou nosných o stejném kmitočtu lišících se fází 90° . Tento typ modulátoru je označován jako kvadrurní modulátor.

Na vstupu modulátoru je převodník, který převede tok bitů na liché bity do jedné větve a sudé bity do druhé větve. Současně je prodlužována doba trvání jednoho bitu (symbolu) na $2T_b$. Tyto větve jsou označovány jako synfázní I a kvadrurní Q. Modulačním signálem kosinové nosné jsou liché bity a sinusové nosné jsou sudé bity zpožděné o dobu T_b . Následně jsou modulační signály tvarovány pomocí násobiče s kosinovým a druhá větev se sinusovým signálem. Tyto tvarované modulační signály jsou modulovány a následně sečteny.

Demodulování MSK signálu je možné v analogovém diskriminátoru FM. Výstup diskriminátoru je v okamžicích během trvání bitové periody vzorkován a je přiveden na vstup rozhodovacího obvodu, na jehož výstupu je binární signál. Stejně jako lze pro modulaci použít kvadrurní modulátor, lze jej použít také pro demodulování. Přijímaný signál se dělí do dvou stejných větví, kde v jedné je zapojen násobič s obnovenou synfázní a v druhé s obnovenou kvadrurní složkou. Na výstupech násobičů jsou modulační signály filtrovány dolní propustí, vzorkovány a následně přivedeny do komparátoru, kde je rozhodnuto, zda se jedná o symbol jedničky či nuly.

3.4 Modulace GMSK

Modulace GMSK (Gaussian-filtered MSK) je variantou MSK, kde modulační signál prochází před vstupem do modulátoru gaussovskou dolní propustí GLPF (Gaussian Low Pass Filter). Původní pravoúhlé NRZ impulsy jsou tak omezením vysokých kmitočtů zaobleny.

Tato filtrace způsobí výrazné potlačení nežádoucích postranních složek spektra modulovaného GMSK signálu. Právě dolní propust s gaussovským průběhem amplitudové kmitočtové charakteristiky a lineárním průběhem fázové charakteristiky má pro tento účel výhodné vlastnosti. Modulace GMSK se používá v systémech mobilní komunikace GSM a DECT.

Základním parametrem GMSK modulace je relativní šířka pásma b (3.19) definovaná součinem šířky pásma Gaussova filtru pro pokles o 3dB a bitové periody T_b modulačního signálu.

$$b = B_G T_b \quad (3.19) [5]$$

Pro parametr $b \rightarrow \infty$ přechází GMSK modulace v MSK a spektrum výstupního signálu má velké postranní laloky. Každý modulační impuls tak zaujímá přesně jednu bitovou periodu. Zmenšováním parametru b dochází k rozšiřování odezvy jednotlivých impulsů, která tak zasahuje do sousedních bitových period a vznikají intersymbolové interference ISI. Zároveň se však výrazně zmenšují postranní laloky kmitočtového spektra. Pokud modulační impuls nepřesahuje bitovou periodu, jedná se o systém s plnou odezvou, v opačném případě o systém s částečnou odezvou. Parametr b se volí jako kompromis vzhledem k dostatečně potlačeným postranním lalokům kmitočtového spektra a přijatelnými intersymbolovými interferencemi ISI. Zvýšením intersymbolových interferencí ISI zároveň zvyšujeme chybovost BER. U radiotelefonního systému GSM je volen parametr $b = 0,3$ a u systému bezšňůrových telefonů DECT $b = 0,5$. Parametr b je označován také jako BT .

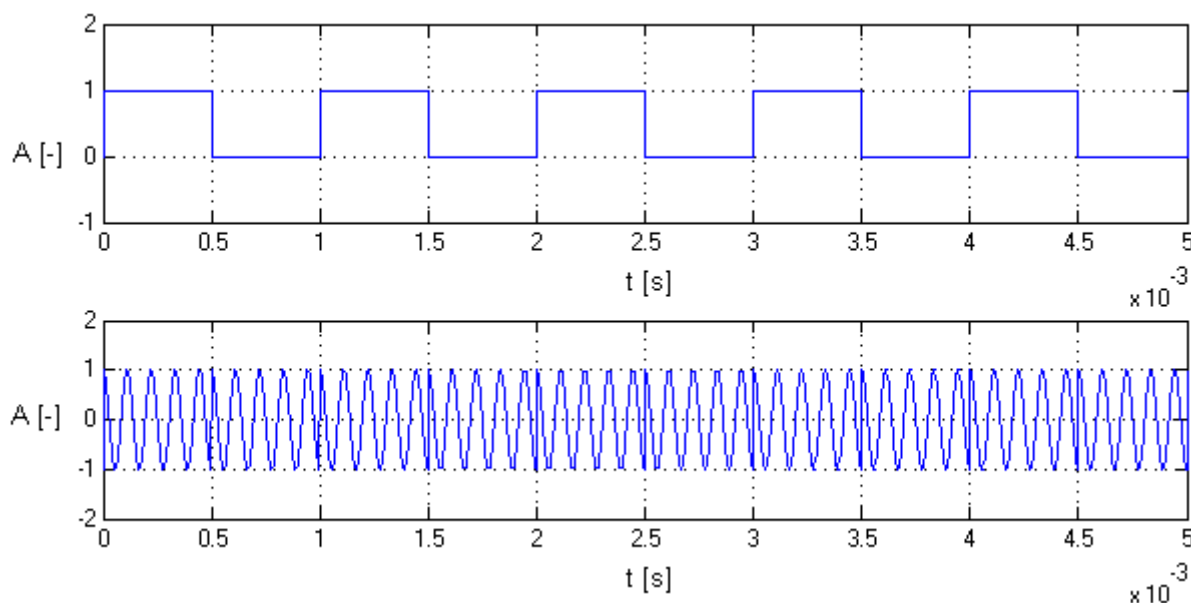
Modulace a demodulace

Modulátor GMSK je možné realizovat pomocí FSK modulátoru VCO oscilátorem a předřazenou GLPF propustí. Zde jako u ostatních modulátorů s VCO obvodem není zajištěna dostatečně velká přesnost, která je nutná například u GSM systému. Lepších výsledků dosahuje paralelní modulátor. Obdobně jako u MSK modulace je GMSK signál vytvářen pomocí synfázní a kvadrurní složky. Vstupní modulační signál je filtrován dolní propustí GLPF, následně integrován a tvarován funkcí kosinus v synfázní větvi a funkcí sinus v kvadrurní větvi. Takto upravený modulační signál je v synfázní větvi násoben kosinovou nosnou vlnou a v kvadrurní větvi sinusovou nosnou vlnou. Oproti MSK a QPSK modulátorům, kde do větví přicházejí signály ze sérioparalelního převodníku a jsou tyto signály nekorelované, se do obou větví u GMSK přivádějí shodné modulační signály.

Podobně jako u MSK je možné provést demodulování nekoherentně. Takovýmto modulátorem je omezovač-diskriminátor FM. Tento modulátor vyžaduje pro danou chybovost větší odstup signál-šum, výhodou je jednoduchá implementace a lepší synchronizační vlastnosti. Koherentní demodulace dosahuje při uvažování AWGN šumu na přenosovém kanálu menší chybovosti BER a větší výkonové účinnosti, ale u jiných typů rušení a úniků se tyto parametry zhoršují. Pro koherentní demodulaci je možné použít demodulátor MSK.

3.5 Modlace PSK

Modulace PSK (Phase Shift Keying) neboli fázové klíčování přenáší binární informaci pomocí změny fáze v modulovaném signálu. Tato modulace je označována také jako BPSK (Binary PSK) či 2PSK, kde první symbol značí, že se jedná o dvoustavovou modulaci. V případě BPSK je změna fáze 180° (π rad). Při této změně dochází k parazitní amplitudové modulaci. Volbou kmitočtu nosné vzhledem ke kmitočtu modulačního signálu lze ovlivnit způsob přechodu mezi dvěma stavy a tím i šířku přenosového pásma výsledného modulovaného signálu.



Obr. 5 Průběh modulačního signálu a modulovaného PSK signálu

Spektrum PSK signálu

Z literatury [6] bylo převzato odvození spektra PSK signálu. Fázově klíčovaný signál s_{BPSK} je možné zapsat jako součin nosné a modulačního signálu (3.20),

$$s_{BPSK}(t) = s_c(t) \cdot g(t) \quad (3.20)$$

kde s_c je vysokofrekvenční nosný signál a $g(t)$ modulační signál, v tomto případě bipolární NRZ nabývající pouze hodnot -1 nebo 1.

$$s_c(t) = S_c \cos \omega_c t, \quad g(t) = \langle -1; 1 \rangle \quad (3.21) \quad (3.22)$$

Je-li modulační signál složen ze střídající se sekvence nul a jedniček (..010101..), lze jej vyjádřit Fourierovou řadou v následujícím tvaru

$$g(t) = \sum_{k=1}^{\infty} S_k \cos k\Omega t, \quad (3.23)$$

kde amplituda S_k

$$S_k = 2D \frac{\vartheta}{T} \text{sinc}\left(k\Omega \frac{\vartheta}{2}\right) = 2D \frac{\vartheta}{2\vartheta} \text{sinc}\left(k \frac{2\pi \vartheta}{T} \frac{\vartheta}{2}\right) = 2 \cdot 1 \frac{\vartheta}{2\vartheta} \text{sinc}\left(k \cdot \frac{2\pi \pi}{2\pi} \frac{\pi}{2}\right) = \text{sinc}\left(k \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.24)$$

Dosazením do rovnice (3.20)

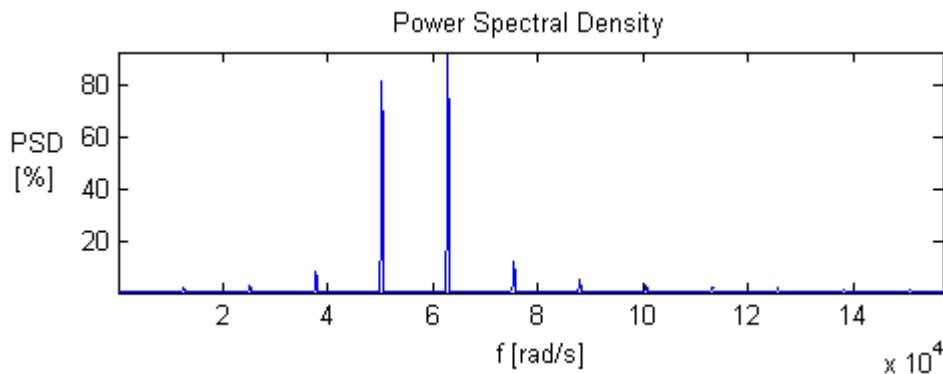
$$S_{BPSK}(t) = S_c \cos \omega_c t \cdot \left[2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \text{sinc}\left(k \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos k\Omega t \right] = 2 \cdot S_c \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \text{sinc}\left(k \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos k\Omega t \cdot \cos \omega_c t$$

$$S_{BPSK}(t) = \underbrace{S_c \sum_{k=1}^{\infty} \text{sinc}\left(k \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(\omega_c + k\Omega)t}_{\text{horní postranní pásmo}} + \underbrace{S_c \sum_{k=1}^{\infty} \text{sinc}\left(k \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(\omega_c - k\Omega)t}_{\text{dolní postranní pásmo}} \quad (3.25)$$

Pro sudé koeficienty k vycházejí postranní složky spektra modulovaného signálu nulové. Stejně tak je nulový nosný kmitočet. Šířka pásma potřebná pro přenos alespoň základní harmonické složky BPSK signálu je tak:

$$B_{\min} = 2F = M. \quad (3.26) [5]$$

Fázové klíčování patří mezi lineární modulace, ale teoreticky má mít obálku konstantní, což to vylučuje. Při modulaci kmitočtově omezeným modulačním signálem však dochází k parazitní amplitudové modulaci. Tato změna amplitudy nosné vzniká při změně fáze a je způsobená kmitočtovou filtrací signálu. Spektrální složky, které jsou odfiltrovány signál PSK neznehodnotí, protože nejsou příliš velké a nemají proto zásadní význam. Filtrace (tvarování) modulačního signálu je prováděna dolní propustí. U této dolní propusti je nutné volit mezní kmitočet poloviční vůči kmitočtu modulačního signálu pro zamezení intersymbolové interference.



Obr. 6 Výkonová spektrální hustota PSK signálu

Modulace a demodulace

Modulátor lze realizovat součinným modulátorem, k jehož jednomu vstupu přivedeme nosný signál a druhému modulační [9]. Za tímto násobičem je zapojena pásmová propust potlačující postranní laloky.

Demodulaci PSK signálu je možné provést též součinným demodulátorem. Na výstupu násobičky dostaneme signál $s_I(t)$

$$s_1(t) = \{S_c \cos \omega_c t \cdot g(t)\} \cdot 2 \cos \omega_c t = S_c g(t) \cdot 2 \cos^2 \omega_c t = S_c g(t) \cdot (1 + \cos 2\omega_c t) \quad (3.27)$$

$$s_1(t) = S_c g(t) + S_c g(t) \cos 2\omega_c t \quad (3.28)$$

a následnou dolní propustí projde pouze signál $s_2(t) = S_c g(t)$, který odpovídá modulačnímu signálu. Nekoherentní demodulace není u PSK modulace možná.

3.6 Modulace QPSK

Modulace QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) neboli kvadrurní (čtyřstavové) fázové klíčování vychází ze součtu dvou vzájemně fázově posunutých nosných signálů BPSK. Tato modulace je označována také jako 4PSK, kde číslo značí, že se jedná o čtyřstavovou modulaci. Tato čtyřstavová modulace představuje optimální kompromis mezi dobrou spektrální (teoreticky 2 bit/s/Hz) a energetickou účinností [5]. Nosná vlna má konstantní amplitudu a zaujímá jeden ze čtyř fázových stavů. Vzájemné posuvy mezi jednotlivými stavy jsou 90° . Čtyřem signálovým prvkům odpovídá jedna dvojice bitů - tzv. díbit. Konstelační diagram může mít různou podobu podle volby skupiny fázových stavů a vzájemných pozic. Varianta s uplatněním Grayova kódování spočívá v tom, že sousední stavy v konstelačním diagramu se budou vzájemně lišit pouze jediným bitem. Tím je zaručeno že při chybném vyhodnocení symbolu za sousední symbol dochází k chybě pouze v jednom bitu. Signál QPSK je pro pravoúhlý modulační signál v časové oblasti dán vztahem (3.29)

$$s_{QPSK} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left[2\pi f_c t + (2i-1)\frac{\pi}{4}\right], \text{ pro } 0 \leq t \leq T_s, i = 1, 2, 3, 4 \quad (3.29) [3]$$

kde E_s je střední energie signálu připadající na jeden symbol a T_s je symbolová perioda odpovídající dvojnásobku bitové periody T_b . Modulační signál může být filtrován, což zvyšuje potlačení nežádoucích složek spektra modulovaného signálu.

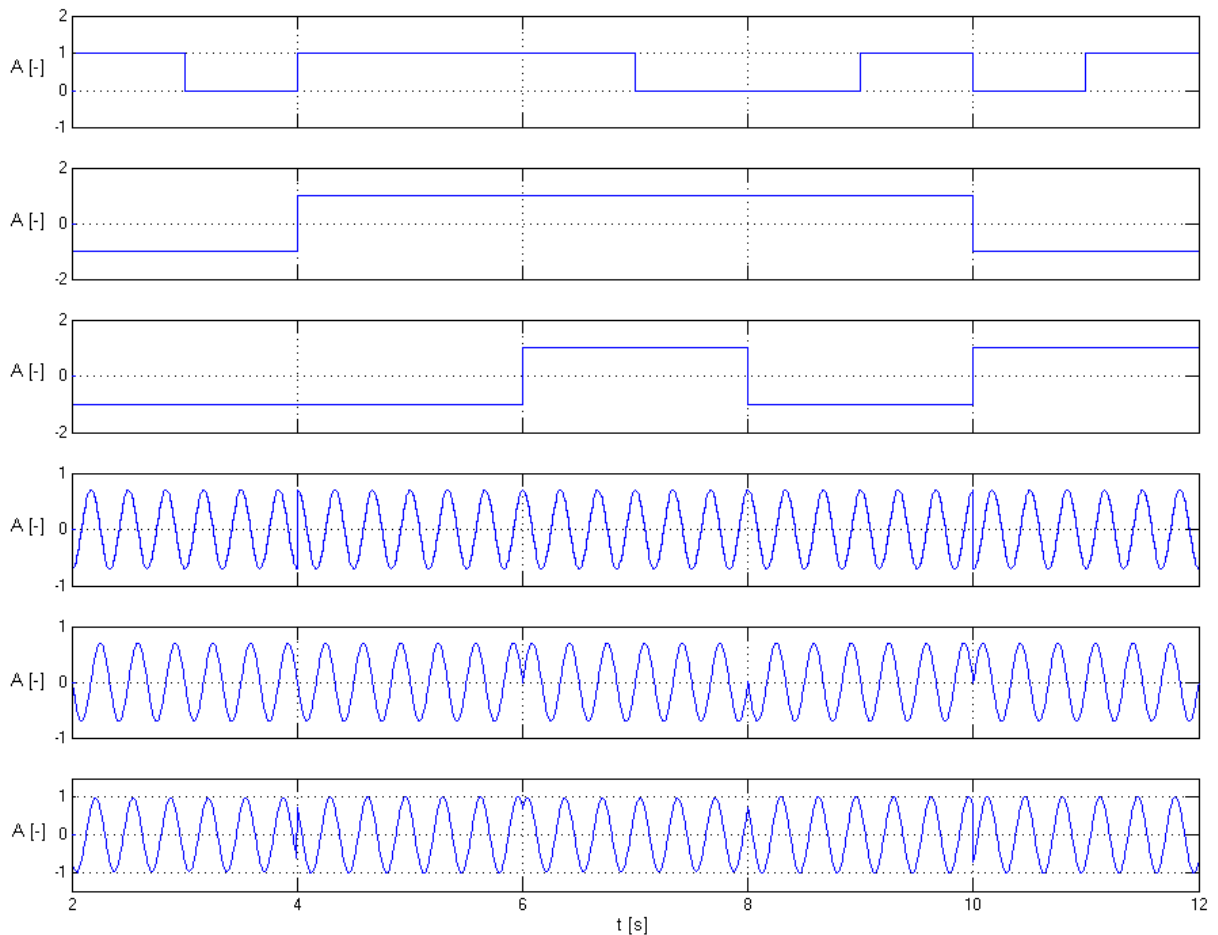
Šířka pásma hlavního laloku spektra signálu QPSK odpovídá bitové rychlosti. Ve srovnání s dvoustavovou PSK je šířka pásma poloviční (3.30).

$$B = f_b = \frac{1}{T_b} \quad [Hz] \quad (3.30)$$

Modulace a demodulace

QPSK signál je vytvářen v kvadrurním modulátoru. Vstupní datový signál NRZ se v sérioparalelním převodníku sdružuje do bitových dvojic - díbitů. Jeden bit I, putuje do synfázní větve a druhý bit z dvojice tvoří bit Q, který jde do kvadrurní větve. Oba tyto bity mají dvojnásobnou dobu trvání. Bity I a Q mají podobu pravoúhlých signálů NRZ a jsou kvůli potlačení postranních laloků před vstupem do modulátoru filtrovány dolní propustí. V modulátoru jsou násobeny modulační signály s nosnou vlnou, kde v kvadrurní větvi je nosná posunuta o úhel 90° . Sečtením výstupů obou modulátorů je vytvořen QPSK signál. Na Obr. 7 jsou vidět jednotlivé průběhy signálů a výsledný modulovaný QPSK signál.

Koherentní demodulace je provedena následovně. Přijímaný signál se dělí do dvou složek a v násobičích je pomocí synfázní a kvadrurní obnovené nosné demodulován. Následně jsou signály filtrovány dolní propustí a procházejí vzorkovacím a rozhodovacím obvodem. Následně jsou toky I a Q sloučeny v paralelně-sériovém převodníku ve výsledný signál.



Obr. 7 Průběhy signálů QPSK modulace: a) modulační signál, b) I modulační signál c) Q modulační signál, d) modulovaný I sig., e) modulovaný Q sig., f) modulovaný QPSK signál

4 Pravděpodobnost chybného příjmu

Pro teoretické výpočty se předpokládá, že jediným zdrojem rušení je aditivní bílý gaussovský šum AWGN. Pravděpodobnost chybného příjmu je však ve skutečnosti větší. To může být způsobeno jak nedokonalou kmitočtovou filtrací ve vysílači nebo přijímači, fázovým šumem oscilátorů, které jsou použity pro generaci modulovaného signálu, nelinearitami koncových stupňů, tak i šířením vln po vícenásobných drahách a s tím souvisejícími typy úniků. Skutečné chybovosti se lze tak přiblížit uvažováním všech těchto rušivých vlivů při výpočtu pravděpodobnosti chyby. Většinou je, ale chybovost zjišťována přímým měřením bitové chybovosti *BER*.

Šum je považován za náhodný signál. Nelze u něho v libovolném okamžiku určit jakou bude mít hodnotu.

4.1 Pravděpodobnostní funkce

Soubor většího počtu časových průběhů charakterizuje určitý náhodný proces $X(t)$. Dílčí průběhy se nazývají realizace daného procesu. Množina všech okamžitých hodnot všech realizací se nazývá náhodná proměnná $X(t_n)$. Náhodné procesy lze charakterizovat pomocí funkcí pravděpodobnosti. Číselná hodnota pravděpodobnosti P se nachází vždy v intervalu $0 \leq P \leq 1$, kde hraniční hodnoty znamenají, že se jedná o jev jistý ($P=1$) nebo jev nemožný ($P=0$). Statistické veličiny, pomocí kterých je možné charakterizovat náhodné veličiny se obecně nazývají statistické průměry. Mezi nejdůležitější patří různé typy středních hodnot, rozptyl a standardní odchylka. Komplexnější popis náhodných procesů lze získat pomocí funkce hustoty pravděpodobnosti a pravděpodobnostní distribuční funkce $F(x)$. Pomocí těchto funkcí lze stanovit střední hodnoty náhodných procesů bez znalosti časových funkcí jejich realizací. Pravděpodobnostní distribuční funkce $F(x)$ vyjadřuje u jediné náhodné proměnné pravděpodobnost P , že její funkční hodnoty X jsou menší nebo rovny x . Doplnková distribuční funkce $F'(x)$ vyjadřuje pravděpodobnost výskytu hodnot $X > x$. Distribuční funkce $F(x)$ je rovna určitému integrálu funkce hustoty pravděpodobnosti.

V radioelektronice je používáno několik typických funkcí hustoty pravděpodobnosti $p(x)$ a příslušných distribučních funkcí $F(x)$ náhodné proměnné X [1].

Gaussova pravděpodobnostní distribuční funkce – je používána často u analýzy komunikačních systémů, kde se vyskytuje gaussovská náhodná proměnná X_G . Funkci nelze vyjádřit pomocí elementárních matematických funkcí. Pro konkrétní hodnotu x ji lze vyčíslit pomocí chybové funkce *erf* (error function). Doplnková funkce se pak k této funkci značí *erfc* (*erf complementary*). Hodnoty této funkce jsou uváděny v matematických tabulkách speciálních funkcí nebo je lze získat výpočtem v matematických programech (Matlab, Maple, MS Excel, aj.), ve kterých je tato funkce obsažena.

Rayleighova pravděpodobnostní distribuční funkce – se využívá například při popisu šíření pozemních rádiových vln komunikačním kanálem, u něhož dochází k šíření po vícenásobných drahách.

Poissonova pravděpodobnostní distribuční funkce – určuje například u náhodného signálu počet přechodů z jednoho stavu do druhého za určitou dobu.

4.2 Pravděpodobnost chyby u digitálních modulací

Vztahy pro teoretický výpočet pravděpodobnosti chybovosti jsou nejčastěji vyjádřeny pomocí doplňkové chybové funkce $\text{erfc}(x)$, doplňkové distribuční funkce $Q(x)$ nebo distribuční funkce $F(x)$. Přepočet mezi nejvíce používanou $\text{erfc}(x)$ a $Q(x)$ funkcí vyjadřuje následující vztah (4.1)[17].

$$Q(x) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (4.1)$$

Demodulace dvoustavových modulací

Demodulátor rozhoduje při demodulaci mezi dvěma znaky a_1, a_2 . K chybnému určení znaku a_1 dojde, jestliže je znak a_1 vyslán, ale demodulátor jej určí jako znak a_2 . Ze vztahu pro pravděpodobnost určení chybného znaku plyne, že čím jsou signálové body vzdálenější, tím je menší pravděpodobnost záměny modulovaných signálů [15]. V případě optimálního demodulátoru je pravděpodobnost záměny jednoho znaku za druhý stejná.

Z hlediska nejmenší pravděpodobnosti chyby jsou z dvoustavových modulací optimální ty, jejichž vzájemná energie symbolů je co nejmenší. Při daném výkonu signálu a době T je možné volbou způsobu modulace měnit vzájemnou energii modulovaných signálů. Minimální pravděpodobnost chyby nastane, pokud jsou oba signály symbolů navzájem opačné. Takovéto signály se poté nazývají opačné (antipodal). Optimální dvoustavovou modulací je například BPSK při změně fáze o π nebo PAM (ASK) při navzájem opačných signálech pro jednotlivé stavy [15].

Stanovení pravděpodobnosti chyby

Vztahy pro pravděpodobnost chyby byly čerpány pro většinu modulačních technik z více kvalitních zdrojů. V literatuře [2] a [15] jsou navíc jednotlivé vztahy odvozeny. U některých modulačních technik níže jsou nástiny odvození přejaty z [2]. Jednotlivé pravděpodobnosti jsou zde odvozeny z definičních vztahů, které jsou rozlišeny podle vlastností průběhu signálu dané modulace a výsledný vztah je pak odvozen pomocí vyjádření energie připadající na symbol přenášející logickou nulu a logickou jedničku. Ve vztazích je použita proměnná ε (4.2), která charakterizuje průměrnou přenesenou energii vynaloženou

na jeden bit vztaženou k průměrné energii šumu. Tato veličina odpovídá normovanému poměru signálu k šumu E_b/N_o definovaném v přehledu parametrů. Bezrozměrná veličina E_b/N_o je nezávislá na způsobu modulace a vyjadřuje poměrné zastoupení užitečného signálu v přijatém signálu.

$$\varepsilon = \frac{E_b}{N_o} \quad (4.2)$$

Přepočet mezi bitovou a symbolovou chybovostí

Při přepočtu mezi symbolovou a bitovou chybovostí záleží, zda je u daného modulovaného signálu konstantní pravděpodobnost záměny znaku za druhý a konstantní pravděpodobnost správného vyhodnocení znaku, nebo naopak není.

V prvním případě platí, že je konstantní vzdálenost mezi signálovými body i vzdálenost signálových bodů od počátku souřadnic, což platí pro simplexní signály nebo ortogonální se stejnou energií. Konstantní pravděpodobnost správného vyhodnocení znaku plyne z toho, že je z pohledu každého signálového bodu uspořádání ostatních signálových bodů stejné. Konstantní pravděpodobnost záměny jednoho znaku za druhý plyne z toho, že všechny signálové body jsou od daného bodu stejně vzdáleny.

Bitová chybovost se u tohoto typu signálů vypočte z pravděpodobnosti chyby symbolu pomocí následujícího vztahu

$$P_b = \frac{1}{2} \cdot \frac{M}{M-1} \cdot P_s \quad (4.3)$$

Pro velký počet znaků je bitová chybovost rovna polovině pravděpodobnosti chyby symbolu. V průměru je při chybném vyhodnocení znaku chybná polovina bitů, které reprezentuje.

Pro modulace, které nemají konstantní pravděpodobnost záměny jednoho znaku za druhý, je výpočet složitější a obecně nelze provést, protože záleží na zvolené binární reprezentaci signálových bodů. Při uvažování Grayova rozložení signálových bodů a nejpravděpodobnější záměny signálového bodu za nejbližší nastane chyba právě v jednom bitu. Dále pokud je dostatečný odstup signál-šum je malá pravděpodobnost záměny za vzdálenější signálové body. Bitová chybovost se pak přibližně rovná

$$P_b \cong \frac{P_s}{\log_2(M)} \quad (4.4)$$

Tento vztah platí například pro modulace PSK, PAM (ASK) a QAM. Poslední případ rozdílného přepočtu nastává u biortogonálních signálů. Zde platí vztah

$$P_b \cong \frac{1}{2} \cdot P_s \quad (4.5)$$

Bitová chybovost závisí na pravděpodobnosti chyby symbolu. Pravděpodobnost chyby symbolu (symbolová chybovost) je dána odstupem signál-šum E_s/N_o , který se mění s počtem znaků. E_s – je střední hodnota energie připadající na jeden symbol a odpovídá součinu

středního výkonu signálu a doby trvání symbolu. Ve vztazích pro bitovou chybovost se naopak používá odstup signál-šum E_b/N_o , kde E_b představuje střední hodnotu energie připadající na jeden binární symbol (bit) a je součinem podobně jako u E_s/N_o středního výkonu signálu, ale naopak s dobou trvání binárního symbolu (bitu) [7, 15].

Modulace ASK

Amplitudově klíčovaný signál je možné demodulovat koherentně i nekoherentně. Pro nekoherentní demulaci platí jiný vztah pro výpočet pravděpodobnosti chyby. Energie přenesená symbolem odpovídajícím logické nule je $E_1 = 0$ a pro symbol odpovídající logické

jedničce $E_2 = \frac{P^2 T_b}{2}$ (4.3). Průměrná energie připadá na jeden symbol (bit) odpovídá vztahu

$E = \frac{P^2 T_b}{4}$ (4.4), kde P představuje střední výkon signálu a T_b – doba trvání binárního

symbolu. Výsledný vztah pro pravděpodobnost chyby při koherentní demulaci je pak

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_2}{4N_o}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P^2 T_b}{8N_o}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\mathcal{E}}{2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_o}} \right)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_o}} \right) \quad (4.5) [2, 7, 15, 17, 18]$$

Pro vícecestavové varianty klíčování pak platí následující vzorec pro symbolovou chybovost

$$P_s = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_o} \cdot \frac{3}{M^2-1}} \right) \quad (4.6) [7, 15]$$

a z toho vyplývající pro bitovou chybovost

$$P_e = \frac{M-1}{M \log_2 M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o} \cdot \frac{3 \log_2 M}{M^2-1}} \right) \quad (4.7) [7, 15]$$

Při nekoherentní demulaci je poté vztah následující

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 + (2\pi\mathcal{E})^{-\frac{1}{2}} \right) e^{-\frac{\mathcal{E}}{2}} \quad (4.8) [2]$$

Modulace FSK

Kmitočtově klíčovaný signál je možné taktéž demodulovat nekoherentně. Energie symbolů

reprezentujících logickou jedničku E_1 či nulu E_2 je stejná tj. $E_1 = E_2 = \frac{P^2 T_b}{2}$ (4.9). Odvozený

výsledný vztah (4.10)

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2 T_b}{4 N_o}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\mathcal{E}}{2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2 N_o}} \right)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2 N_o}} \right) \quad (4.11) \quad [2, 7, 15, 18]$$

Pro vícecestavové varianty klíčování pak platí následující vzorec pro symbolovou chybovost

$$P_s = \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2 N_o}} \right) \quad (4.12) \quad [7, 15]$$

a z toho vyplývající pro bitovou chybovost

$$P_e = \frac{M}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b \log_2 M}{2 N_o}} \right) \quad (4.13) \quad [7, 15]$$

Při nekoherentní demodulaci je vztah pro pravděpodobnost chyby

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{\mathcal{E}}{2}} \quad (4.14) \quad [2, 18]$$

Modulace MSK

Bitová chybovost MSK modulace je dána vztahem (4.15), kde konstanta γ pro tento typ modulace odpovídá hodnotě 0,85 [1] při šířce pásma $B_G T_b = \infty$.

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2\gamma E_b}{N_o}} \right) \quad (4.15) \quad [1]$$

Modulace GMSK

Bitová chybovost GMSK modulace je dána vztahem (4.15), kde konstanta γ odpovídá hodnotě 0,68 [1] při šířce pásma $B_G T_b = 0,25$.

Modulace PSK

Pro fázově klíčovaný signál již existuje pouze jeden vztah, protože u tohoto způsobu modulace nelze provést nekoherentní demodulaci. Energie připadající na jeden symbol je stejná pro oba logické symboly $E_{1,2} = \frac{P^2 T_b}{2}$ (4.16). Výsledný vztah pravděpodobnosti chyby (4.11) je stejný i pro modulaci QPSK [2].

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P^2 T_b}{2 N_o}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\mathcal{E}}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \right)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \right) \quad (4.17) [2, 7, 15, 17, 18]$$

Pro vícecestavové varianty klíčování pak platí následující vzorec pro symbolovou chybovost

$$P_s = \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_o}} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \quad (4.18) [7, 15]$$

a pro bitovou chybovost

$$P_e = \frac{1}{\log_2 M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b \log_2 M}{N_o}} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \quad (4.19) [1, 7, 15]$$

Modulace QPSK

Pro čtyřstavové fázové klíčování lze využít zaokrouhlený vztah pro vícecestavové fázové klíčování (4.18) nebo o něco přesnější výpočet hodnoty uvádí [15], kde je vzorec odvozen. Pravděpodobnost chyby QPSK modulace je odvozena z předpokladu, že čtyřznakový symbol je vyhodnocen správně, jestliže se správně vyhodnotí oba binární symboly. Vyhodnocení obou binárních symbolů je nezávislé, neboť signály jsou navzájem ortogonální a složky šumu jsou v korelátorech nezávislé. BPSK signály mají poloviční energii než výsledný QPSK signál. Přesný vztah pro QPSK vyjadřuje (4.20)

$$P_e = \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_o}} \right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_o}} \right) \quad (4.20)[15]$$

Pro velký odstup signál šum je druhý člen vztahu (4.20) zanedbatelný a vychází přibližný vztah jako u BPSK (4.18).

Výsledné závislosti chybovosti na odstupu signál-šum

Výsledné grafy byly sestaveny v prostředí programu Matlab. Vestavěný editor výsledného grafu má mnohem více možností k nastavení vhodných pro tyto závislosti než např. MS Excel. Do vztahů pro jednotlivé pravděpodobnosti byl dosazován bezrozměrný normovaný poměr signál-šum. Na ose x jsou pak identické hodnoty v decibelové stupnici. V tabulce (Tab. 1) jsou uvedeny vypočítané hodnoty pravděpodobností pro některé modulační techniky.

Tab. 1 Tabulka vypočtených hodnot pravděpodobnosti chyby u základních modulací

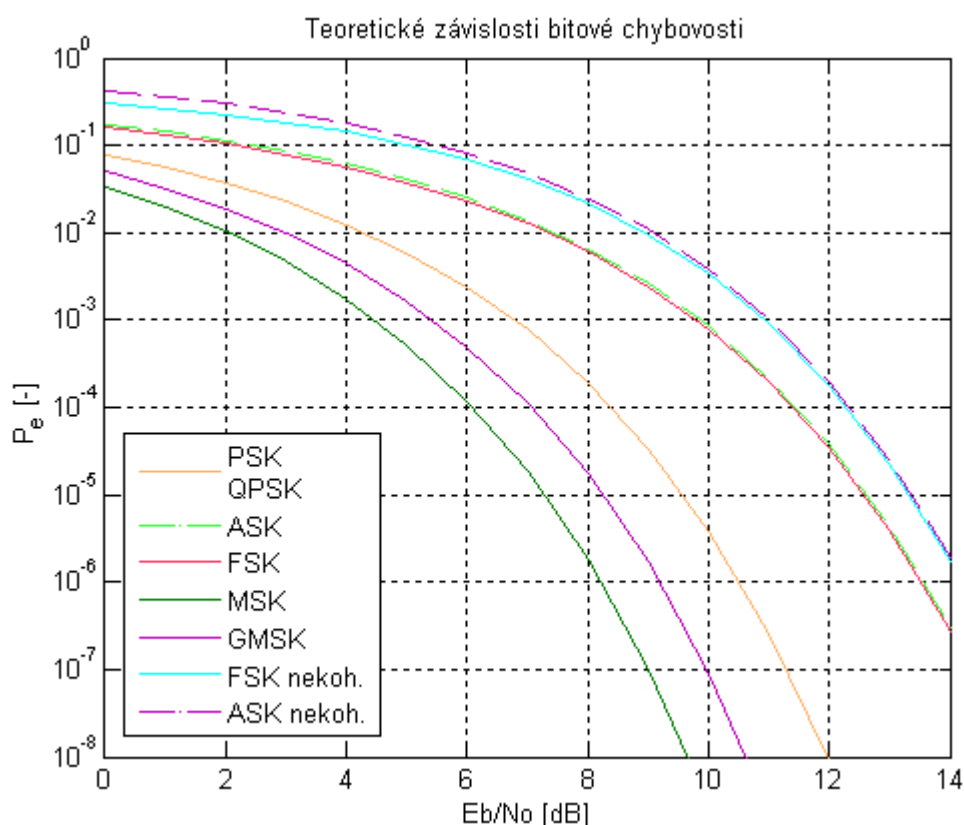
E_b/N_o [dB]	P_{ePSK} [-]	P_{eFSK} [-]	$P_{eFSK n.}$ [-]	P_{eASK} [-]	$P_{eASK n.}$ [-]
0	$7,86 \cdot 10^{-2}$	$1,59 \cdot 10^{-1}$	$3,03 \cdot 10^{-1}$	$1,59 \cdot 10^{-1}$	$4,24 \cdot 10^{-1}$
1	$5,63 \cdot 10^{-2}$	$1,31 \cdot 10^{-1}$	$2,66 \cdot 10^{-1}$	$1,31 \cdot 10^{-1}$	$3,61 \cdot 10^{-1}$
2	$3,75 \cdot 10^{-2}$	$1,04 \cdot 10^{-1}$	$2,26 \cdot 10^{-1}$	$1,04 \cdot 10^{-1}$	$2,98 \cdot 10^{-1}$
3	$2,29 \cdot 10^{-2}$	$7,89 \cdot 10^{-2}$	$1,84 \cdot 10^{-1}$	$7,89 \cdot 10^{-2}$	$2,36 \cdot 10^{-1}$
4	$1,25 \cdot 10^{-2}$	$5,65 \cdot 10^{-2}$	$1,42 \cdot 10^{-1}$	$5,65 \cdot 10^{-2}$	$1,78 \cdot 10^{-1}$
5	$5,95 \cdot 10^{-3}$	$3,77 \cdot 10^{-2}$	$1,03 \cdot 10^{-1}$	$3,77 \cdot 10^{-2}$	$1,26 \cdot 10^{-1}$
6	$2,39 \cdot 10^{-3}$	$2,30 \cdot 10^{-2}$	$6,83 \cdot 10^{-2}$	$2,30 \cdot 10^{-2}$	$8,20 \cdot 10^{-2}$
7	$7,73 \cdot 10^{-4}$	$1,26 \cdot 10^{-2}$	$4,08 \cdot 10^{-2}$	$1,26 \cdot 10^{-2}$	$4,81 \cdot 10^{-2}$
8	$1,91 \cdot 10^{-4}$	$6,00 \cdot 10^{-3}$	$2,13 \cdot 10^{-2}$	$6,00 \cdot 10^{-3}$	$2,47 \cdot 10^{-2}$
9	$3,36 \cdot 10^{-5}$	$2,41 \cdot 10^{-3}$	$9,42 \cdot 10^{-3}$	$2,41 \cdot 10^{-3}$	$1,08 \cdot 10^{-2}$
10	$3,87 \cdot 10^{-6}$	$7,83 \cdot 10^{-4}$	$3,37 \cdot 10^{-3}$	$7,83 \cdot 10^{-4}$	$3,79 \cdot 10^{-3}$
11	$2,61 \cdot 10^{-7}$	$1,94 \cdot 10^{-4}$	$9,23 \cdot 10^{-4}$	$1,94 \cdot 10^{-4}$	$1,03 \cdot 10^{-3}$
12	$9,01 \cdot 10^{-9}$	$3,43 \cdot 10^{-5}$	$1,81 \cdot 10^{-4}$	$3,43 \cdot 10^{-5}$	$1,99 \cdot 10^{-4}$
13	$1,33 \cdot 10^{-10}$	$3,97 \cdot 10^{-6}$	$2,32 \cdot 10^{-5}$	$3,97 \cdot 10^{-6}$	$2,53 \cdot 10^{-5}$
14	$6,81 \cdot 10^{-13}$	$2,70 \cdot 10^{-7}$	$1,76 \cdot 10^{-6}$	$2,70 \cdot 10^{-7}$	$1,90 \cdot 10^{-6}$
15	$8,88 \cdot 10^{-16}$	$9,36 \cdot 10^{-9}$	$6,79 \cdot 10^{-8}$	$9,36 \cdot 10^{-9}$	$7,28 \cdot 10^{-8}$
16	$2,27 \cdot 10^{-19}$	$1,40 \cdot 10^{-10}$	$1,13 \cdot 10^{-9}$	$1,40 \cdot 10^{-10}$	$1,20 \cdot 10^{-9}$

Tab. 2 Tabulka vypočtených hodnot pravděpodobnosti chyby pro vícecestavové varianty

E_b/N_o [dB]	P_{e4PSK} [-]	P_{e4FSK} [-]	P_{e4ASK} [-]	P_{e8PSK} [-]	P_{e8FSK} [-]	P_{e8ASK} [-]
0	$7,86 \cdot 10^{-2}$	$1,57 \cdot 10^{-1}$	$1,39 \cdot 10^{-1}$	$1,16 \cdot 10^{-1}$	$1,67 \cdot 10^{-1}$	$1,73 \cdot 10^{-1}$
1	$5,63 \cdot 10^{-2}$	$1,13 \cdot 10^{-1}$	$1,18 \cdot 10^{-1}$	$9,76 \cdot 10^{-2}$	$1,04 \cdot 10^{-1}$	$1,60 \cdot 10^{-1}$
2	$3,75 \cdot 10^{-2}$	$7,50 \cdot 10^{-2}$	$9,76 \cdot 10^{-2}$	$7,93 \cdot 10^{-2}$	$5,84 \cdot 10^{-2}$	$1,46 \cdot 10^{-1}$
3	$2,29 \cdot 10^{-2}$	$4,58 \cdot 10^{-2}$	$7,74 \cdot 10^{-2}$	$6,18 \cdot 10^{-2}$	$2,88 \cdot 10^{-2}$	$1,31 \cdot 10^{-1}$
4	$1,25 \cdot 10^{-2}$	$2,50 \cdot 10^{-2}$	$5,86 \cdot 10^{-2}$	$4,58 \cdot 10^{-2}$	$1,21 \cdot 10^{-2}$	$1,16 \cdot 10^{-1}$
5	$5,95 \cdot 10^{-3}$	$1,19 \cdot 10^{-2}$	$4,19 \cdot 10^{-2}$	$3,18 \cdot 10^{-2}$	$4,14 \cdot 10^{-3}$	$9,97 \cdot 10^{-2}$
6	$2,39 \cdot 10^{-3}$	$4,78 \cdot 10^{-3}$	$2,79 \cdot 10^{-2}$	$2,05 \cdot 10^{-2}$	$1,10 \cdot 10^{-3}$	$8,35 \cdot 10^{-2}$
7	$7,73 \cdot 10^{-4}$	$1,55 \cdot 10^{-3}$	$1,70 \cdot 10^{-2}$	$1,20 \cdot 10^{-2}$	$2,11 \cdot 10^{-4}$	$6,75 \cdot 10^{-2}$
8	$1,91 \cdot 10^{-4}$	$3,82 \cdot 10^{-4}$	$9,25 \cdot 10^{-3}$	$6,18 \cdot 10^{-3}$	$2,71 \cdot 10^{-5}$	$5,23 \cdot 10^{-2}$
9	$3,36 \cdot 10^{-5}$	$6,73 \cdot 10^{-5}$	$4,39 \cdot 10^{-3}$	$2,75 \cdot 10^{-3}$	$2,10 \cdot 10^{-6}$	$3,85 \cdot 10^{-2}$
10	$3,87 \cdot 10^{-6}$	$7,74 \cdot 10^{-6}$	$1,75 \cdot 10^{-3}$	$1,01 \cdot 10^{-3}$	$8,64 \cdot 10^{-8}$	$2,65 \cdot 10^{-2}$
11	$2,61 \cdot 10^{-7}$	$5,23 \cdot 10^{-7}$	$5,65 \cdot 10^{-4}$	$2,94 \cdot 10^{-4}$	$1,59 \cdot 10^{-9}$	$1,69 \cdot 10^{-2}$
12	$9,01 \cdot 10^{-9}$	$1,80 \cdot 10^{-8}$	$1,39 \cdot 10^{-4}$	$6,34 \cdot 10^{-5}$	$1,07 \cdot 10^{-11}$	$9,72 \cdot 10^{-3}$

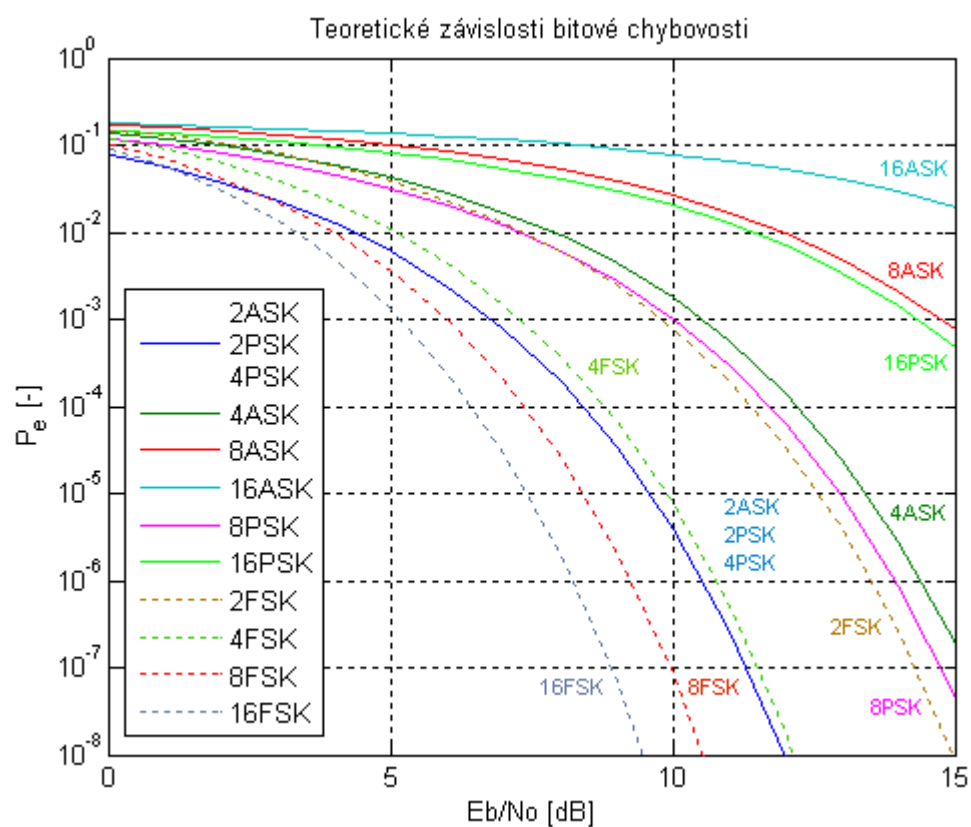
U prvního grafu (Obr. 8) byly použity u ASK, FSK, PSK vztahy pro pravděpodobnost chyby pro jejich dvoustavové varianty. Při diskusi k referenční hodnotě pravděpodobnosti chyby např. $BER 10^{-5}$ je potřeba nejmenšího odstupe signál-šum u MSK modulace. Pásmově úspornější varianta GMSK vyžaduje zhruba o 1 dB větší odstup signál-šum, což potvrzuje [1]. Podobný odstup signálu od šumu je potřeba při stejné P_e u modulace PSK. Hodnoty PSK a QPSK jsou považovány za prakticky stejné, proto jsou zobrazeny jednou křivkou. Při použití ve velmi zarušeném prostředí jsou praktické hodnoty E_b/N_o malé a budeme se tedy pohybovat

ve vyšších pozicích křivky, kde jsou odstupy mezi těmito třemi modulacemi menší. Výraznější potřeba většího odstupu signálu od šumu pro danou chybovost je u dvoustavových variant modulací FSK a ASK. Amplitudové klíčování se vyrovná ještě přijatelným hodnotám pouze u dvoustavové varianty. Pro amplitudové a kmitočtové klíčování jsou vyneseny křivky pro případ nekoherentní demodulace. Rozdíly nejsou tak výrazné, ale potřeba je asi o 1 dB větší odstup signál-šum u nekoherentní modulace než u koherentní, viz také [2]. Nejen toto hledisko však koherentní demodulaci zvýhodňuje.



Obr. 8 Teoretické závislosti bitové chybovosti zadaných modulací

Další závislost ukazuje porovnání vícestavových variant modulace ASK, FSK a PSK. U tohoto grafu je především vidět rozdílné chování u kmitočtového klíčování, kde se s zvyšujícím se počtem stavů snižuje potřebný odstup signálu od šumu. Pro první řád $M = 2$ a dosazením do vztahů pro vícestavové klíčování, lze u ASK modulace dosáhnout obdobného průběhu jako u fázového klíčování. Pro vyšší řády jsou již odstupy mezi ASK a PSK výraznější o více než jeden řád stavu modulace. Například při dané referenční hodnotě BER a osmistavové modulaci PSK, lze při stejném odstupu signál-šum použít pouze čtyřstavovou ASK modulaci.



Obr. 9 Graf teoretických závislostí vícecestavových modulací ASK, FSK a PSK

5 Výpočty a simulace v prostředí Matlab

S využitím programu Matlab lze bitovou chybovost získat výpočtem pomocí implementovaných funkcí nebo simulací v grafickém rozhraní Simulink. Další možností je výpočet s použitím čistě matematického aparátu bez využití speciálních funkcí.

S využitím sdílení úložiště proměnných (Workspace) lze navzájem tyto možnosti kombinovat a využít skriptovací prostředí například ve spojení právě s prostředím Simulink. Výhodou této kombinace je pak například zautomatizované ovládání simulace modelů pro Simulink. Níže jsou nastíněny zmíněné možnosti řešení zjištění bitové chybovosti zadaných modulačních technik. Všechny popisované vlastnosti a nastavení jsou platné pro verzi Matlab 7.4 (R2007a) a nemusejí odpovídat následně nově vyšlým verzím tohoto programu. Lze najít, že starší verze programu měly implementovány jinou sadu výpočetních funkcí chybovosti, které neodpovídají současným názvům těchto funkcí. U některých funkcí např. `pskmod` je v nápovědě k této funkci přímo napsáno, že se jedná o zastaralou funkci a může být v dalších verzích vyjmuta, tyto funkce jsou však nahrazeny jejími dokonalejšími nástupci v podobě objektových funkcí (zde např. ekvivalentní `modem.pskmod`), které umožňují nastavení mnohem více parametrů a vychází z možností nastavení, které jsou zastoupeny u stejnojmenných objektů v prostředí Simulink.

5.1 Communications Toolbox

Tento toolbox rozšiřuje Matlab o technické výpočetní prostředí se speciálními funkcemi, grafickými výstupy a grafickým uživatelským rozhraním pro zkoumání, návrh, analýzu a simulaci na fyzické vrstvě komunikačních systémů. Toolbox pomáhá vytvořit algoritmy pro standardizované bezdrátové i kabelové komunikační systémy. Klíčovými prvky toolboxu jsou funkce pro návrh fyzické komunikační linky, zahrnující zdrojové kódování, kanálové kódování, prokládání, modulační techniky a ekvalizaci. Dále umožňuje například vykreslení diagramu oka rozhodnutí nebo konstelačního diagramu. Obsahuje také grafické rozhraní pro porovnání bitové chybovosti našeho systému se široce osvědčenými analytickými výsledky. Datový typ Galoisových polí umožňuje sestavení komunikačních algoritmů.

V této knihovně jsou také obsaženy funkce pro výpočet bitové chybovosti a v prostředí Simulink jsou dostupné bloky, pomocí nichž lze sestavit komunikační řetězec pro měření bitové chybovosti.

Funkce Matlabu lze psát do příkazového řádku (Command Window) nebo lépe v obsaženém editoru do skriptového `.m` souboru. Jedny ze specializovaných funkcí zmíněné knihovny jsou například `berawgn`, `berfading`, `bersync`, `pskmod`, `pskdemod`, `fskmod`, aj. Tyto funkce zastupují výpočetní funkcionalitu a schopnost jednotlivých bloků grafického prostředí Simulink. Například funkce `berawgn` definována takto: `berawgn(10,'fsk',2,'coherent')` vypočte ze zadaných parametrů: normovaného poměru signál-šum E_b/N_o (zde 10dB), při daném typu modulace (zde FSK), jejímu řádu (zde 2 stavová FSK) a způsobu demodulace (zde koherentní) bitovou chybovost. Pomocí funkce `berfading` lze vypočítat bitovou chybovost

pro přenos kanálem s Rayleighovým nebo Ricianovým únikem. Pomocí bersync pak například simulovat nedokonalosti synchronizace a jejího vlivu na *BER*.

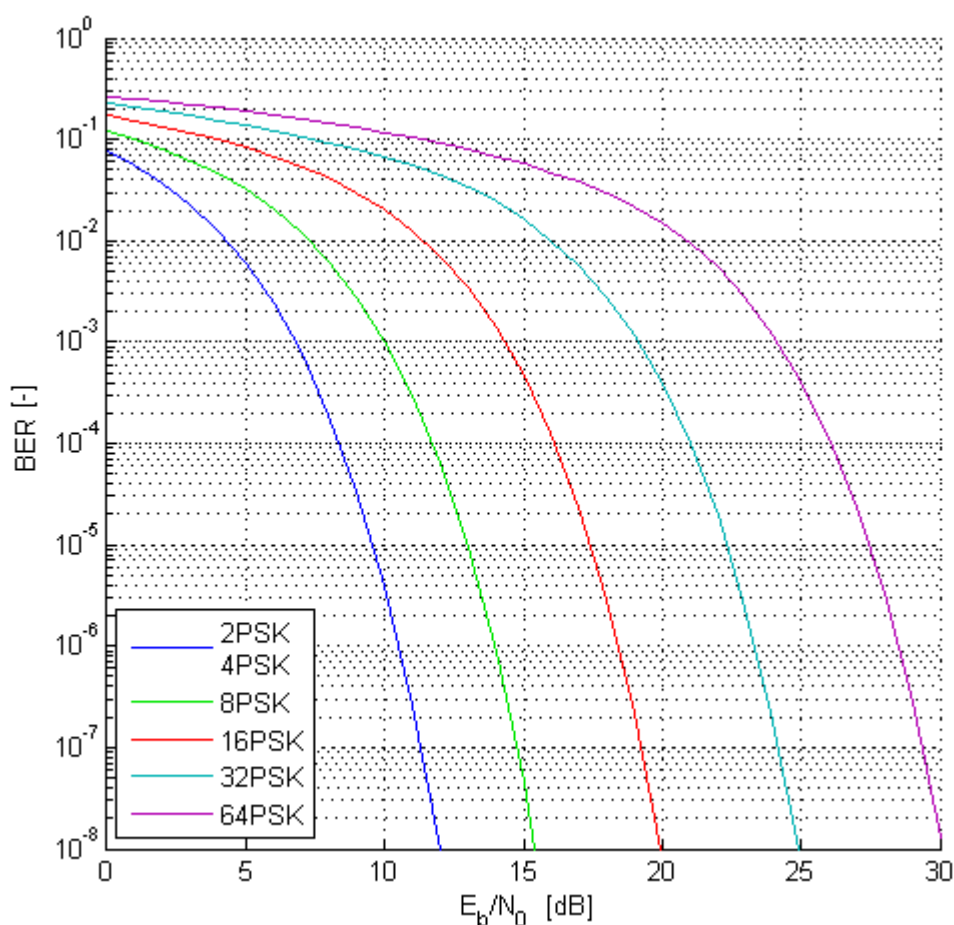
Jinou možností získání bitové chybovosti je využití grafického prostředí pro výpočet bitové chybovosti Bit Error Rate Analysis Tool (BERTool). Zde je prostředí rozděleno do tří karet. V kartě Theoretical je možné vykreslit závislost bitové chybovosti *BER* na normovaném odstupu signál šum E_b/N_o (Obr. 10). Za přenosový kanál lze volit mezi kanálem s AWGN šumem nebo kanál s Rayleighovým nebo Ricianovým únikem. Dále lze upravit rozsah pro jaké hodnoty normovaného odstupu signál-šum se má provést výpočet a následné vynesení křivky. Ve výběrovém políčku pro typ modulace nejsou obsaženy všechny modulace, ale pouze nejpoužívanější a patřící do kategorie základních typů. Většina modulací odvozená od těchto základních typů má závislost bitové chybovosti stejnou. Z modulací lze tak volit mezi PSK, DPSK, OQPSK, PAM, QAM, FSK, MSK a CPFSK. Řád modulace lze většinou volit od 2 do 64 stavů či v dalších mocninách dvou, ovšem v závislosti na použité modulaci a jejich technických možnostech. U modulace MSK je tento řád pouze 2 a u modulace OQPSK pak pouze 4. Specifikovat lze u některých kanálové kódování, chybu synchronizace a typ demulace. U kanálového kódování lze volit mezi konvolučním a blokovým, kde při jejich volbě je nutné zadat parametry kódování. Pokud použijeme danou modulační techniku bez kódování, lze volit ještě parametry chyb synchronizace.

V druhé kartě Semianalytics lze volit obdobné parametry jako v předchozí kartě, navíc lze blíže specifikovat další parametry – vysílaný a přijímaný signál a porovnat mezi sebou jednotlivé výsledky předchozích nastavení. Modulačních technik je zde již pouze na výběr pět (PSK, QAM, DPSK, OQPSK, MSK) oproti osmi v předchozí kartě. Navíc lze volit počet vzorků na symbol, což odpovídá vzorkovací periodě vysílaného a přijímaného signálu v Hz, podobu vysílaného signálu a čísel a jmenovatel přenosové funkce digitálního filtru přijímače.

Poslední kartou je Monte Carlo. Toto prostředí umožňuje vynést graf závislosti bitové chybovosti získané na odstupu signál-šum a analyzovat výsledky z hodnot získaných simulací modelu v prostředí Simulink. Vstupními parametry je rozsah hodnot signál-šum E_b/N_o , cesta k souboru s modelem, název proměnné zastupující naměřenou bitovou chybovost a parametry nastavující podmínky ukončení simulaci modelu. Po spuštění je model pro jednotlivé hodnoty odstupu signál-šum v přenosovém kanálu simulován a naměřené hodnoty jsou ukládány do pole proměnných. Jelikož pro velké hodnoty odstupu signál-šum se chybovost většiny modulací pohybuje na dosti malých hodnotách, je nutné pro jejich dosažení přenesení dostatečného počtu dat. Proto jako další parametry pro ukončení simulace je možné definovat ještě další podmínky. První podmínkou je možný počet chyb, při překročení tohoto počtu je pro dané hodnoty simulace ukončená a druhou podmínkou je celkový počet přenesených bitů.

Vzorový model commgraycode.mdl, který se standardně nachází v souborovém systému programu ve složce /toolbox/commblks/commblkdemos/ představuje komunikační řetězec používající 8-PSK modulaci s Grayovým rozložením symbolů v konstelačním diagramu. Pro sestavení jiného modelu lze tak z tohoto vzorového vycházet s tím, že je u každé modulace potřeba nastavit u jednotlivých bloků jinou skupinu parametrů. Pro funkčnost našeho modelu je důležité zachovat některé názvy proměnných, jinak bychom museli měnit

tyto názvy v ovládacím skriptu, který používá prostředí Monte Carlo k simulaci. Z této metody přístupu k měření budou vycházet následně modely jednotlivých modulací.



Obr. 10 Graf závislosti bitové chybovosti PSK modulace pomocí nástroje BER Tool Theoretical

5.2 Simulink Library and Communication Blockset

V grafickém prostředí Simulink lze pomocí sestaveného modelu přenosového řetězce používajícího některou z modulací simulovat pomocí AWGN kanálu se zadanými parametry rušení a měřit tak výslednou bitovou chybovost BER.

Přístup ke všem knihovnám Simulinku je přes rozhraní Simulink Library Browser v nabídce Start. Základní knihovnou je Simulink Library, ve které jsou obsaženy bloky základních i pokročilých matematických funkcí, bloky pro práci se spojitými i diskrétními signály a další bloky potřebné pro sestavení individuálních systémů a jejich analýzu. Další rozšiřující knihovny z rodin Blockset, Toolbox aj. jsou již zaměřené na specifické simulace konkrétních technologií a systémů. Pro simulaci modulačních technik se potřebné bloky nacházejí v knihovně Communications Blockset.

5.2.1 Modulátory a demodulátory

Modulátory a demodulátory lze buď sestavit pomocí dílčích bloků na základě principu generace modulovaných signálů jednotlivých modulačních technik nebo lze použít již vytvořené bloky modulátorů a demodulátorů obsažených v knihovně Communication Blockset.

Bloky modulátorů a demodulátorů digitálních modulačních technik jsou v této knihovně rozděleny na pět částí. Je zde kategorie amplitudových, kmitočtových a fázových modulací, dále modulací se spojitou fází a kategorie mřížových kódových modulací TCM (Trellis Code Modulation). V každé této kategorii nejsou však zastoupeny všechny modulační techniky. Jsou zde pouze ty podstatné. Z digitálních modulací, kterým se věnuje tato práce jsou zde M-PAM, M-FSK, MSK, GMSK, BPSK, QPSK případně komplexnější zástupce M-PSK, M označuje možnost volby vícecestavové modulace.

Modulátory a demodulátory digitálních modulací jsou ve verzi použité v této práci i ve verzi aktuální novější přítomny jako baseband modulátory. Tyto modulátory pracují v základním pásmu. Pro práci v přeloženém pásmu jsou určeny passband modulátory, ty byly v Matlabu přítomny do verze Release 13, (Matlab 6.5, 2006). V novějších verzích je již v nápovědě programu uvedeno, že passband modulátory jsou považovány za zastaralé a byly nahrazeny baseband verzemi z důvodů rychlosti zpracování. Z důvodů velmi vysoké výpočetní náročnosti u passband modulátorů se simulace v této práci soustřeďují právě na implementaci baseband modulátorů obsažených v knihovně Communication Blockset.

Při použití baseband modulace pro produkování komplexní obálky y modulované signálem informační zprávy (modulačním signálem) x , je pak y signálem s komplexními hodnotami odpovídající výstupu passband modulátoru [10]. Jestliže je modulovaný signál y v následujícím tvaru

$$y = Y_1(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) - Y_2(t)\sin(2\pi f_c t + \theta),$$

kde f_c je nosný kmitočet, θ počáteční fáze signálu nosné a Y_1 , Y_2 komplexní složky, potom baseband simulace rozeznává reálné části z výrazu

$$[(Y_1(t) + jY_2(t))e^{j\theta}] \exp(2\pi f_c t)$$

a modeluje pouze část uvnitř hranatých závorek. Komplexní vektor y je soubor vzorků komplexního signálu.

Níže je rozebrán popis jednotlivých modulátorů a demodulátorů, jimiž se tato práce zabývá.

M-PAM Modulator Baseband

Blok PAM moduluje signál M stavovou pulsní amplitudovou modulací. Pravděpodobnost chyby PAM je však stejná jako u ASK [15]. Navíc v případě baseband modulátoru se vlastnosti ASK a PAM shodují. Vstupními parametry jsou: *M-ary number* – udává počet stavů modulovaného signálu, *Input type* – volba typu vstupních dat mezi *Integer* a *Bit*, *Constellation ordering* – určuje zda bude rozložení binárních symbolů

Binary (normální) nebo *Gray* (s Grayovým rozmístěním), *Output data type* – zde lze volit mezi *double*, *single*, *Fixed-point*, *User-defined* a *Inherit via back propagation*. Význam jednotlivých možností je popsán u BPSK modulátoru. Oproti ostatním modulátorům je pro PAM specifický především parametr *Normalization method* – volit lze mezi *Min. distance between symbols*, *Average Power* a *Peak Power*. Při volbě *Min. distance between symbols* se zobrazí textové pole *Minimum distance* s přednastavenou hodnotou 2, která označuje vzdálenost mezi dvěma sousedními body v konstelačním diagramu. Při volbě *Average Power* se zobrazí textové pole s *Average power (watts)* s přednastavenou hodnotou 1, která označuje průměrný výkon připadající na jeden symbol. Obdobně možnost *Peak Power* s nastavením *Peak power (watts)* a s přednastavenou hodnotou 1 definuje maximální (špičkový) výkon symbolu.

M-FSK Modulator Baseband

Blok M-FSK moduluje signál metodou M stavového kmitočtového klíčování. Výstupní signál reprezentuje modulovaný signál v základním pásmu. Vstupní parametry jsou následující: *M-ary number* - parametr M udává o kolika stavovou modulaci se jedná tj. také počet kmitočtů modulovaného signálu. *Frequency separation* – tento parametr určuje kmitočtový odstup mezi jednotlivými M kmitočty. *Samples per symbol* – udává počet vzorků připadajících na přenášený symbol. Z toho také vychází vzorkovací kmitočet, který se rovná uvedenému parametru tj. počtu vzorků na symbol dělený vstupní symbolovou periodou v sekundách. *Phase continuity* – zde lze volit mezi parametry *Continuous* a *Discontinuous*. První volba zachovává plynulou změnu fáze, druhá představuje nespojitou změnu fáze tj. výsledný signál bude složený z M kmitočtů skokově napojených. Záleží pak na volbě kmitočtového odstupe jak se tyto kmitočty budou ve výsledném modulovaném signálu projevovat. *Symbol set ordering* – zde lze volit mezi *Binary* – přirozeným rozložením bitů a *Gray* - Grayovým rozložením bitů. *Output data type* – volba mezi datovým typem *double* (default) a *single*.

Vstupní i výstupní signály jsou definovány v diskrétním čase. Typ vstupního parametru určuje, zda bude blok akceptovat typ integer v rozsahu 0 až M-1 nebo binární reprezentaci. Vstupem může být skalární hodnota i sloupcový vektor.

Inverzní funkci provádí blok *M-FSK Demodulator Baseband*. Nastavení bloku je obdobné. Nenastavuje se zde spojitost fáze. Tento demodulátor však implementuje nekoherentní energetický detektor. Pro získání odpovídající bitové chybovosti koherentní demodulací musíme použít blok CPFSK demodulátoru [10].

MSK Modulator Baseband

Blok MSK moduluje signál metodou kmitočtového klíčování s minimálním zdvihem. Protože jsou u tohoto typu klíčování přesně dány poměry mezi dvěma signálními kmitočty zastupující dva logické stavy a je možnost pouze dvoustavového klíčování, tak se zde nastavuje minimum vstupních parametrů. Volit můžeme pouze: *Input type* – na výběr je typ

Integer a Bit. Při volbě vstupních dat bit, jsou akceptovány pouze hodnoty 0 a 1. *Phase offset* – volba počáteční fáze výstupního signálu. *Samples per symbol* – udává počet výstupních vzorků připadajících na jednu hodnotu (bit, integer) na vstupu. Tento blok umožňuje produkovat nadvzorkovaný výstupní modulovaný signál. *Output data type* – výstupní typ dat může být volen mezi *single* a *double*.

Pro demodulování kmitočtového klíčování s minimálním zdvihem slouží blok *MSK Demodulator Baseband*. Obdobně je zde možné volit se stejnými parametry *Output type* a *Output data type*. *Samples per symbol* – určuje počet vstupních vzorků reprezentujících jeden modulovaný symbol. *Phase offset* – počáteční fáze modulované vlny v radiánech.

Vnitřně tento blok vytváří mřížový popis modulačního schématu a používá Viterbiho algoritmus. *Traceback length (D)* – je počet mřížových větví použité na konstrukci každé zpětnovazební cesty. Tento parametr ovlivňuje výstupní zpoždění signálu. Hodnota udává počet nulových symbolů, které předcházejí první užitečné hodnoty demodulovaného signálu. Jestliže je vstupní signál posloupností vzorků je hodnota zpoždění $D+1$ nulových symbolů. Pokud je vstupní signál posloupností rámcově (vektorově) uspořádaných vzorků, je hodnota zpoždění D nulových symbolů.

GMSK Modulator Baseband

Blok *GMSK* moduluje signál metodou kmitočtového klíčování s omezeným modulačním signálem pomocí Gaussovske propusti. Hlavním parametrem této modulace je součinitel *BT*. *BT product* – reprezentuje šířku pásma násobenou dobou trvání jednoho bitu. Používá se k redukci šířky pásma za cenu zvýšení intersymbolové interference. Souvisejícím parametrem je *Pulse length* – určuje délku tvaru Gaussova pulsu v symbolovém intervalu. *Symbol prehistory* – specifikuje datové symboly použité před startem simulace v obráceném chronologickém pořadí. Jestliže použijeme vektor, potom jeho délka musí být o jednotku menší než parametr délky pulsu. V tomto bloku symbol jedničky způsobuje fázový posun $\pi/2$ radiánů. *Phase offset* – je počáteční fáze výstupního signálu. Další vstupní parametry *Input type*, *Samples per symbol* a *Output data type* mají stejný význam jako u předchozích modulátorů. U demodulátoru se nastavují obdobně výše popsané specifické parametry *BT product*, *Pulse length*, *Symbol prehistory* a *Phase offset*. Standardně je zde také nastavení *Output type* a *Output data type*.

CPM Modulator Baseband

Tento blok moduluje signál metodou kmitočtového klíčování s kontinuální fází s dalšími možnostmi specifikovat úpravy a tvarování pulsu. *CPM* modulátor lze použít také jako alternativu pro *GMSK* modulaci. Nastavení parametrů je obdobné jako u modulací s minimálním zdvihem. Navíc je zde možnost volby tvarování pulsu pro dosažení spojitě fáze u modulovaného signálu. Volit lze z těchto druhů tvarovacích pulsů: *Rectangular*, *Raised Cosine*, *Spectral Raised Cosine*, *Gaussian*, *Tamed FM*. Volbou *Gaussian* lze pak zadat v nově otevřeném textovém poli parametr *BT*. Oproti *GMSK* modulátoru je zde navíc volba

modulačního indexu *Modulation index*, přednastavená na 0.5, která je u modulací s minimálním zdvihem pevně definována.

BPSK Modulator Baseband

Blok moduluje signál metodou binárního fázového klíčování. Vstupní hodnota musí nabývat binárních hodnot pro diskrétní hodnoty času. Hlavním parametrem je zde pouze *Phase offset* (θ) – což je fáze nultého (počátečního) bodu v konstelačním diagramu. Vstupním hodnotám binárního signálu 0 a 1 odpovídá modulovaný symbol $\exp(j\theta)$ a $-\exp(j\theta)$. Druhý a poslední parametr na nastavení je *Output data type*. Zde je možné volit mezi *double*, *single*, *Fixed-point*, *User-defined* nebo *Inherit via back propagation*. Volby *Fixed-point* a *User-defined* vyvolají další nabídku upřesnění. U prvního z nich je to *Output word length* – specifikuje délku slova v bitech a *Set output fraction length to* (možnosti *Best precision* a *User-defined*) – pro nastavení pevné řádové čárky s nejlepší přesností nebo dle vlastní masky. Druhá volba *User-defined* nabízí volby pevné čárky z několika přednastavených možností. *Inherit via back propagation* – nastavuje výstupní datový typ a masku vzhledem k nastavení následujícího bloku.

U demodulátoru je nutné nastavit stejnou počáteční fází *Phase offset*. Další parametr *Decision type* – specifikuje použitý typ algoritmu při rozhodování o stavu symbolu. Lze volit *Hard decision*, *Log-likelihood ratio* (LLR) a *Approximate log-likelihood ratio*. Popis těchto metod je obsažen v nápovědě k tomuto bloku [10].

QPSK Modulator Baseband

Blok moduluje signál metodou kvadrurního fázového klíčování. Nastavení tohoto bloku je podobné BPSK modulátoru. Jelikož se jedná již o čtyřstavové klíčování jsou při volbě typu vstupních dat *Integer* tolerovány hodnoty v rozsahu 0 až 3, jinak lze volit také typ *Bit*. Při volbě typu *Bit* musí vstup obsahovat dvojici bitů, může se jednat o vektor o délce 2 nebo rámcově založený sloupcový vektor. Rozložení symbolů na konstelačním diagramu se volí standardně pomocí *Constellation ordering* (hodnoty *Binary* a *Gray*). *Phase offset* je defaultně nastaven na hodnotu $\pi/4$. *Output data type* nabízí stejné možnosti jako výše popsany BPSK.

Na straně demodulátoru jsou na nastavení parametry *Phase offset*, *Constellation ordering*, *Output type* a *Output data type* se stejnými možnostmi jako u dvoustavového fázového klíčování.

M-PSK Modulator Baseband

Tento blok moduluje signál obecně *M*-stavovým fázovým klíčováním. Modulátor nabízí v nastavení stejné parametry *Input type*, *Constellation ordering*, *Phase offset* a *Output data type* jako QPSK modulátor, navíc je zde *M-ary number* určující počtu stavů. Počet stavů musí být volen v rozsahu mocnin čísla 2. Skupina bitů reprezentující na vstupu modulátoru

celé číslo z rozsahu 0 až $M-1$ je nazývána binární slovem. Stejný parametr M je nutné nastavit i na straně demodulátoru, jinak ostatní nastavení vychází z bloku QPSK verze.

5.2.2 AWGN kanál

Blok AWGN Channel přidává ke vstupnímu signálu bílý Gaussovský šum. Vstupní signál může být reálný nebo komplexní. Pro generování šumu je použit zdroj náhodného signálu Random Source z knihovny Signal Processing Blockset. Náhodná čísla jsou generovány za použití Zigguratovy metody, která je použita u funkce random.

Initial seed – inicializační hodnota pro šumový generátor, hodnota může být skalár či vektor, jehož délka odpovídá počtu kanálů vstupního signálu.

Mode – specifikuje možnosti zadání úrovně šumu.

E_b/N_o – poměr energie připadající na jeden bit ku výkonové spektrální hustotě šumu.

E_s/N_o – poměr energie symbolu ku výkonové spektrální hustotě šumu.

SNR – poměr signálového výkonu k výkonu šumu.

Variance from mask – specifikace proměnné v dialog boxu.

Variance from port – proměnná je zprostředkována pomocí dalšího vstupu bloku.

Number of bits per symbol – počet bitů připadajících na každý vstupní symbol.

Změna symbolové periody ovlivní přídavný šum připadající na jeden vzorek, čímž dojde ke změně výsledné chybovosti. Vzorec (5.1) uvádí vliv periody vzorkování, symbolové periody, výkonu signálu a normovaného odstupu signál-šum na výsledný přídavný šum.

$$NoiseVariance = \frac{SignalPower \times SymbolPeriod}{SampleTime \times 10^{\frac{E_s}{N_o} \cdot \frac{1}{10}}} \quad (5.1)$$

Vzájemné vztahy mezi E_b/N_o , E_s/N_o a *SNR* pro komplexní vstupní signál

$$\frac{E_s}{N_o} = \frac{T_{sym}}{T_{samp}} \cdot SNR \quad [dB] \quad (5.2)$$

$$\frac{E_s}{N_o} = \frac{E_b}{N_o} + 10 \cdot \log(k) \quad [dB], \quad (5.3)$$

kde k je počet informačních bitů na symbol. Vzájemné vztahy mezi E_b/N_o , E_s/N_o a *SNR* pro reálný vstupní signál.

$$\frac{E_s}{N_o} = 0.5 \cdot \frac{T_{sym}}{T_{samp}} \cdot SNR \quad [dB] \quad (5.4)$$

5.2.3 Zdroje signálů

V sestavených modelech jsou použity náhodné generátory jako nejlepší řešení pro přiblížení se skutečnému provozu tj. náhodnému binárnímu signálu.

Bernoulli Binary Generator

Tento blok je generátorem náhodných binárních dat s Bernoulliho distribucí hodnot. Hodnoty nul jsou produkovány s pravděpodobností p a hodnoty jedniček s pravděpodobností $1-p$. Vstupními parametry jsou: *Probability of zero* – pravděpodobnost výskytu logické nuly, *Initial seed* – počáteční hodnota pro náhodný generátor, *Sample time* – perioda každého vzorkově založeného vektoru nebo řádku v rámcově založené matici. *Frame-based outputs* – tato volba určuje, zda bude výstup generátoru rámcově nebo vzorkově založen. Pokud zvolíme rámcově založený výstup můžeme následně zvolit parametr *Samples per frame* – počet vzorků na jeden rámeček. *Interpret vector parameters as 1-D* – při volbě tohoto parametru bude výstup jednorozměrný, v opačném případě dvourozměrný. Volba je možná pouze pokud jsme nezvolili rámcově založený výstup. Posledním parametrem je volba výstupních dat *Output data type*.

Random Integer Generator

Tento blok generuje náhodné celočíselné hodnoty s rovnoměrnou distribucí v rozsahu 0 až $M-1$. Parametr M je definován v dialog boxu pod názvem *M-ary number*, může být zadán ve skalárním nebo vektorovém tvaru. Dalšími parametry jsou *Initial seed* – určuje počáteční hodnotu pro inicializaci náhodného generátoru. Možnosti *Frame-based outputs* a *Interpret vector parameters as 1-D* jsou obdobné jako u Bernoulliho generátoru.

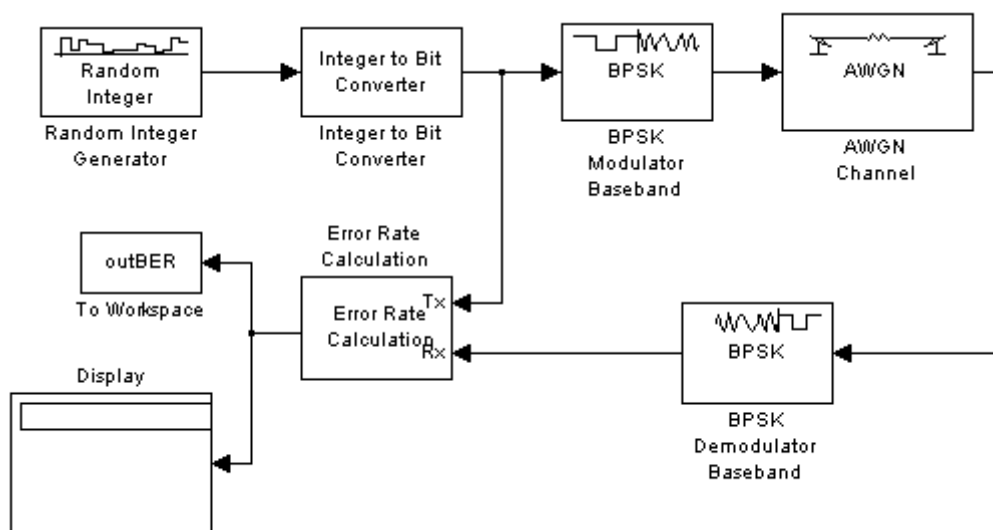
5.3 Simulace přenosového řetězce s rušením

V prostředí Simulink byly sestaveny modely pro každou ze zadaných modulačních technik, pomocí nichž a ovládacího skriptu lze provést automatické měření a vynesení závislosti bitové chybovosti na odstupu signál-šum. Na obrázku (Obr. 11) je model pro případ BPSK modulace.

Za zdroj binárních dat je zde použita kombinace generátoru náhodných čísel s následně zapojeným převodníkem datového typu integer (celočíselný typ) na binární signál. Místo této kombinace lze použít také Bernoulliho binární náhodný generátor. Generátor s celočíselným typem umožňuje navíc měření i *SER*, pokud bychom jej chtěli sledovat. Jelikož chceme provádět zaznamenání naměřené hodnoty *BER* automaticky, je zvolen rámcový výstup generátoru. Pokud bychom nezvolili tento typ výstupu, zaznamenávali by se nám do pole výstupní proměnné (outBER) aktuální bitové chybovosti po každém přijatém bitu. Následuje modulátor, v tomto případě BPSK. Jak plyne z názvu bloku, jedná se již o dvoustavovou PSK

modulaci, pokud bychom použili blok M-PSK je nutné nastavit navíc řád (počet stavů modulace) a fázový odstup mezi signálovými prvky. Mezi modulátorem a demodulátorem je zapojen blok AWGN kanálu, kde lze nastavit odstup signál-šum. V tomto případě byl zvolen normovaný odstup signál-šum E_b/N_o . Blok pro měření bitové chybovosti má na své vstupy přiveden vstup modulátoru a výstup demodulátoru BPSK. Aby bylo měření správné je nutné pomocí osciloskopu (blok Scope) nebo pomocí bloku měření zpoždění (blok Find Delay) zjistit zpoždění celého systému a případně tak o tuto hodnotu zpoždit Tx signál na vstupu bloku BER měření. Výstup dat na bloku BER měření byl zvolen na port, aby bylo možné při manuálním měření bez ovládacího skriptu sledovat hodnoty BER na bloku displej a zároveň je ukládat do paměti proměnných Workspace. Při manuálním měření je mnohdy praktičtější nerámcový typ výstupu generátoru a sledování okamžitých hodnot a jejich konvergence k jedné z nich.

Paměť proměnných Workspace v programu Matlab je společná i pro prostředí Simulink a tak je možné jednoduše místo konkrétních hodnot v blocích modelu zadat pouze proměnné a ty nastavit například v *.m* souboru skriptu.



Obr. 11 Schéma modelu přenosového řetězce s BPSK modulací

M-file soubor

Základ ovládacího skriptu obsahuje jednu hlavní smyčku, v níž je postupně zvyšována proměnná E_b/N_o představující normovaný odstup signál-šum a pomocí volání funkce `sim` s parametrem odpovídajícím názvu modelu proběhne simulace a výsledná hodnota je zaznamenána do paměti proměnných. Po odsimulování modelu pro všechny hodnoty odstup signál-šum E_b/N_o je smyčka ukončena a vynesena v semilogaritmickém měřítku graf výsledné závislosti. V jiných případech je hlavní smyčka prováděna například nejen pro různé hodnoty odstup signál-šum, ale také pro různé řády modulací.

U modelů modulací, u nichž vzniká při přenosu zpoždění nebo u modulací s pamětí bylo nutné ve verzích pro simulaci s rámcově založeným výstupem odstranit zpožďovací bloky, pro které tento typ nelze použít. Zpoždění vstupního signálu pro vyhodnocení chyb v přenosu bylo nastaveno pomocí parametru *Receive delay* v bloku *Error Rate Calculation*. Navíc při rámcově založeném výstupu je přenosové zpoždění jiné a je nutné ho správně určit.

Příklad ovládacího skriptu pro automatické měření závislosti BER na E_b/N_o

```
M = 2;
- volba počtu stavů symbolu (řádu daného klíčování)
Tsymb = 0.2;
- symbolová perioda
Tsample = 0.01;
- perioda vzorkování signálu
BERVec = [];
- matice pro uložení naměřených hodnot bitové chybovosti
TheoryVec = [];
- matice pro uložení teoretických hodnot bitové chybovosti
EbNoVec = [0:0.5:14];
- vektor hodnot normovaného odstupu signál-šum Eb/No
TVec = [1000 1000 1000 15000 20000 100000 1000000]*Tsymb;
- vektor hodnot simulačních dob pro jednotlivé hodnoty Eb/No
for n = 1:length(EbNoVec);
- cyklus pro jednotlivé simulace s konkrétními hodnotami Eb/No
    Tmax = TVec(n);
    - načtení doby simulace
    EbNo = EbNoVec(n);
    - načtení hodnoty Eb/No pro AWGN kanál
    sim('bpskmod');
    - spuštění simulace modelu
    BERVec(n,:) = outBER;
    - matice pro uložení aktuálních naměřených hodnot
    EbNoLineare = realpow(10, EbNo/10);
    - přepočet decibelové stupnice Eb/No
    TheoryVec(n,:) = 0.5*erfc(sqrt(EbNoLineare));
    - výpočet teoretických hodnot bitové chybovosti
end;
- konec cyklu
semilogy(EbNoVec,BERVec(:,1),'* -',EbNoVec, TheoryVec(:,1),'+ -');
- vynesení naměřených a teoretických hodnot
legend('BER','Pe');
```

```

- legenda grafu
xlabel('Eb/No [dB]'); ylabel('BER [-]');
- popis os
title('Teoretická a simulovaná závislost bitové chybovosti');
- název grafu

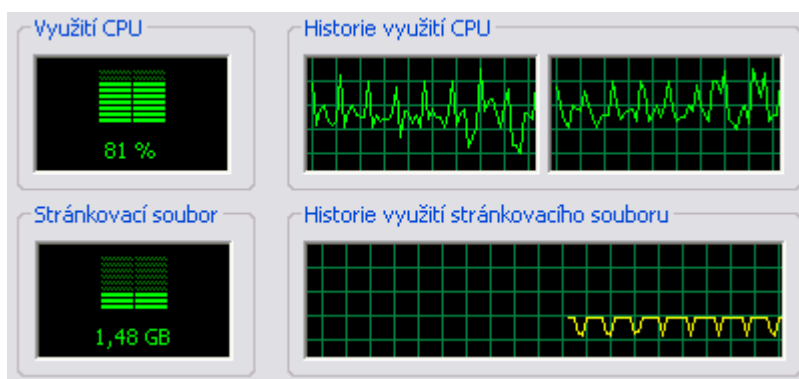
```

Simulace výsledné závislosti

Všechny simulované křivky byly získány automatickým měřením pomocí ovládacího skriptu. Výstupní grafy je možné uložit do formátu fig. (figure) a pomocí vestavěného editoru je možné u jednotlivých grafů upravit rozsahy os, nastavení zobrazení a další.

Simulace trvá několik minut vzhledem ke zvolenému kroku a rozsahu odstupe signál-šum E_b/N_0 . Průběhy pro více stavů zároveň pak trvají násobně déle podle počtu stavů, pro které simulujeme.

U modelů je vzhledem k rychlosti zpracování volen u generátorů signálu rámcově založený výstup. Pro dosažení chybovosti např. řádu 10^{-6} je tedy potřeba přenést minimálně 10^6 binárních symbolů, prakticky však více. Modulátory a demodulátory mají v nastavení většinou vlastní vzorkovací periodu (počet vzorků na symbol), která ještě více zvyšuje v paměti počítače nároky na počet uložených vzorků při simulaci. Matlab má pro alokaci paměti jistou mez, která je zřejmě ovlivněna nejen 32 bitovým prostředím, ale i fyzicky instalovanou pamětí počítače, jelikož při měření obsazení paměti se při daném nastavení počtu vzorků nedala přesáhnout mez 75% zaplnění paměti. I pokud by bylo jedno měření rozděleno správou Matlabu do více rund, při nastavení většího než odzkoušeného počtu vzorků v jednom rámci ukončil simulaci s chybou *Memory allocation error*. Nevýhodou je, že při simulaci Matlab nikterak nesignalizuje stav a průběh provádění simulace, která je spouštěná skriptem. Efektivně však lze sledovat průběh pomocí sledování výkonu ve správci úloh OS Windows. Na obrázku sledování výkonu (Obr. 12) je zachyceno vytížení CPU při nahrávání vzorků do paměti a ve spodní části je paměť ve stavu již nahraných vzorků, které jsou aktuálně zpracovávány. Průběh obsazení paměti odpovídá jednotlivým měřením a lze tak sledovat průběh simulace. Záznam vytížení při simulaci je pořízen na konfiguraci CPU 2,2 GHz C2D a RAM 2 GB.



Obr. 12 Vytížení při simulaci

Výsledky simulace

Z výsledků simulací jednotlivých modelů byl sestaven graf (Obr. 13). Z naměřených křivek základních modulačních technik jsou patrné některé shody s teoretickými průběhy (Obr. 8).

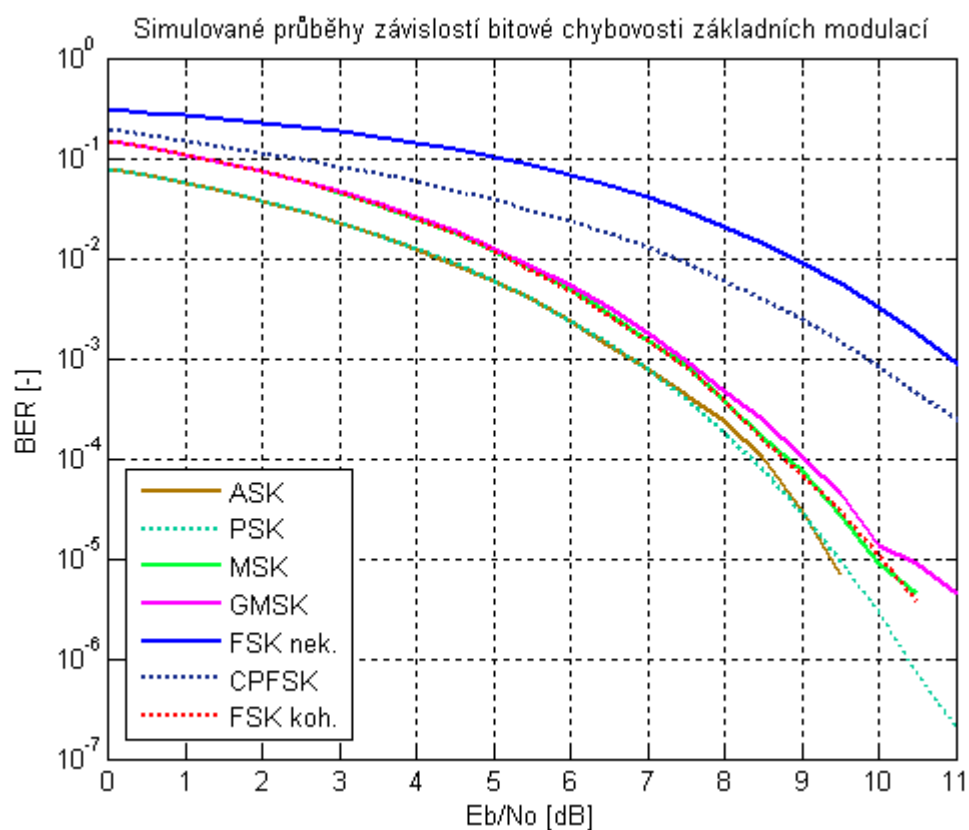
Průběh ASK se při porovnání shoduje s teoretickým průběhem z utility BER Analysis Tool Theoretical (BERATT) a odpovídá také uvedenému teoretickému vztahu (4.7) pro vícestavové ASK. V dvoustavové variantě má shodný průběh PSK modulace, také odpovídá teoretickému vztahu (4.17) a teoretickým průběhům BERATT. Možnost nekoherentní demodulace u ASK není.

Modulace MSK a GMSK dosahuje v celém simulovaném rozsahu zhruba odstupů 0,7 dB signál-šum nutného pro dosažení stejné chybovosti oproti průběhu PSK. V BERATT je možnost zobrazení pouze teoretické křivky MSK, která se shoduje s PSK a nejedná se při porovnání se simulovanou MSK tedy o výrazně jiný výsledek. Avšak oproti teoretickým vzorcům pro MSK a GMSK, které vychází pouze z jednoho zdroje literatury [1] je oproti teoretickým průběhům zhoršení zhruba u MSK 3 dB a GMSK 2 dB pro společnou vztahnou bitovou chybovost. U vztahu (4.15) však nejsou uvedeny další podmínky, které jsou platné pro teoretický průběh a aplikované modulátory Simulinku se mohou v některých parametrech lišit.

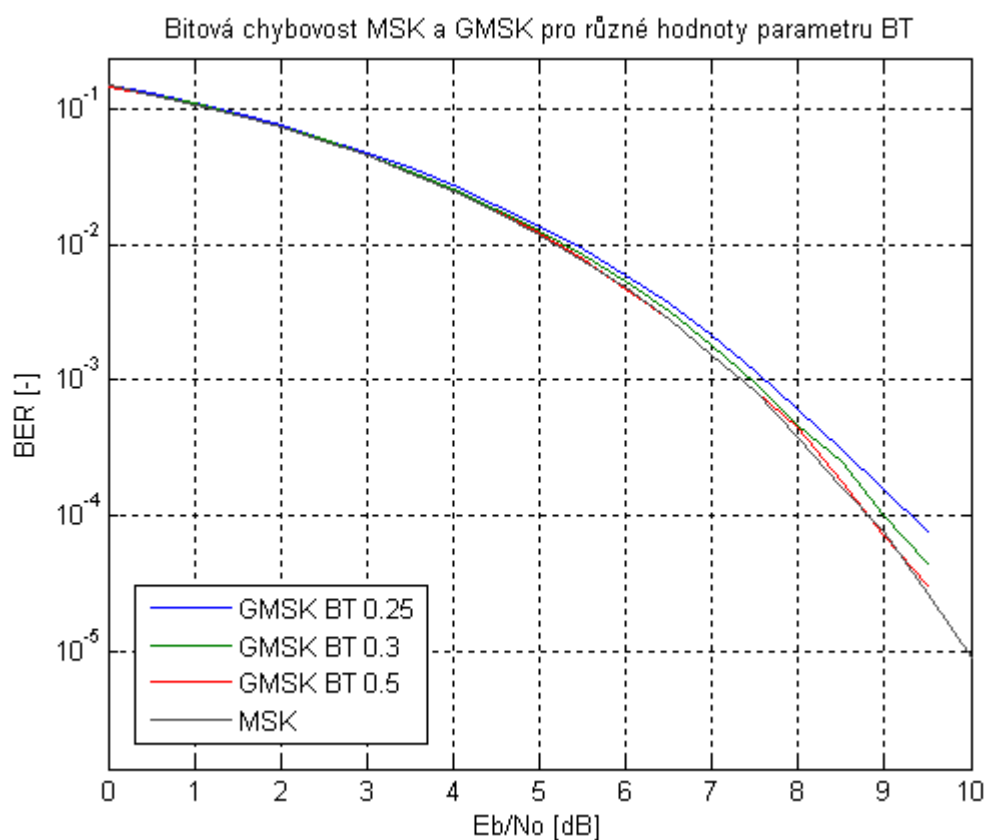
U FSK modulace je situace poněkud složitější, ale dosahuje přijatelných výsledků. Jak již bylo uvedeno v popisu jednotlivých modulátorů a demodulátorů knihovny Communications Blockset, FSK demodulátor provádí demodulaci nekoherentně. Pro případ koherentní demodulace je nutné použít CPFSK demodulátor. U tohoto modulátoru je nutné navíc nastavit odpovídající modulační index FSK modulovaného signálu. Průběh FSK při nekoherentní demodulaci použitím FSK demodulátoru odpovídá teoretickému vztahu (4.14) i BERATT. V případě použití CPFSK demodulátoru pro koherentní demodulaci, v grafu křivka FSK koh., dosahuje závislost lepších výsledků než odpovídající teoretický průběh, ale záleží především na volbě modulačního indexu (zde 0,5) a u FSK modulátoru bylo navíc nutné nastavit kontinuální fázi kvůli CPFSK demodulátoru. Zpětně by se musel volit modulační index, který by se nejlépe přiblížil teoretickému průběhu. Třetí křivka týkající se FSK odpovídá použití navíc i modulátoru CPFSK. Pomocí BERATT byl zpětně zjištěn modulační index 0,3, který odpovídá průběhu FSK při koherentní demodulaci. V grafu je označen jako CPFSK.

Simulace dalších faktorů ovlivňující průběh

Průběh modulace GMSK závisí na parametru BT určující šířku pásma, popsaném v kapitole 3. Rozdíly v simulovaných průbězích bitové chybovosti (Obr. 14) nepřinášejí velké rozdíly, ale jak je vidět z tendence průběhu pro vyšší hodnoty odstupů signál-šum E_b/N_o se jednotlivé průběhy vzájemně rozbíhají. Například u systému GSM se používá parametr BT 0,3.



Obr. 13 Komplexní graf všech simulovaných modelů

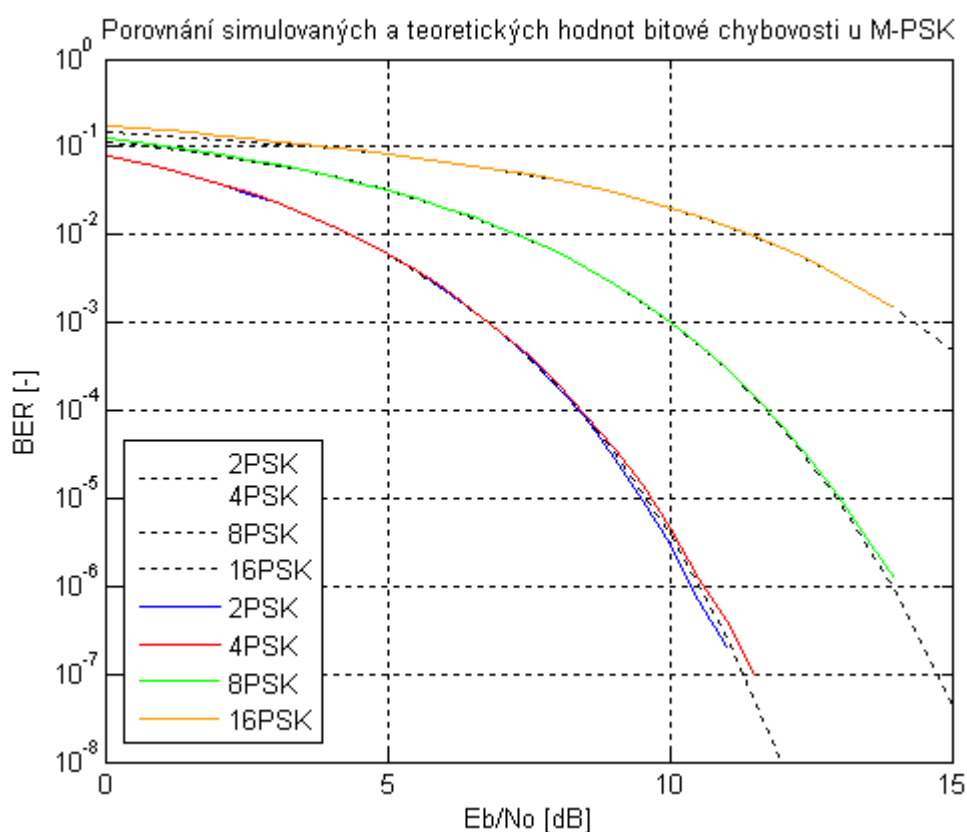


Obr. 14 Závislost bitové chybovosti u GMSK pro různé relativní šířky pásma

Porovnání simulovaných a teoretických hodnot

Pro porovnání průběhů s teoretickými závislostmi lze tyto závislosti vypočítat ve skriptu a zobrazit zároveň s naměřenými křivkami nebo využít uložení do formátu *fig*, který umožňuje vzájemné kopírování křivek mezi jednotlivými grafy (figurami). Tato vlastnost také umožňuje jednoduše porovnat námi simulované průběhy s teoretickými, získané buď výpočtem pomocí vztahů uvedenými v kapitole 4 nebo z nástroje *BER Analysis Tool Theoretical*.

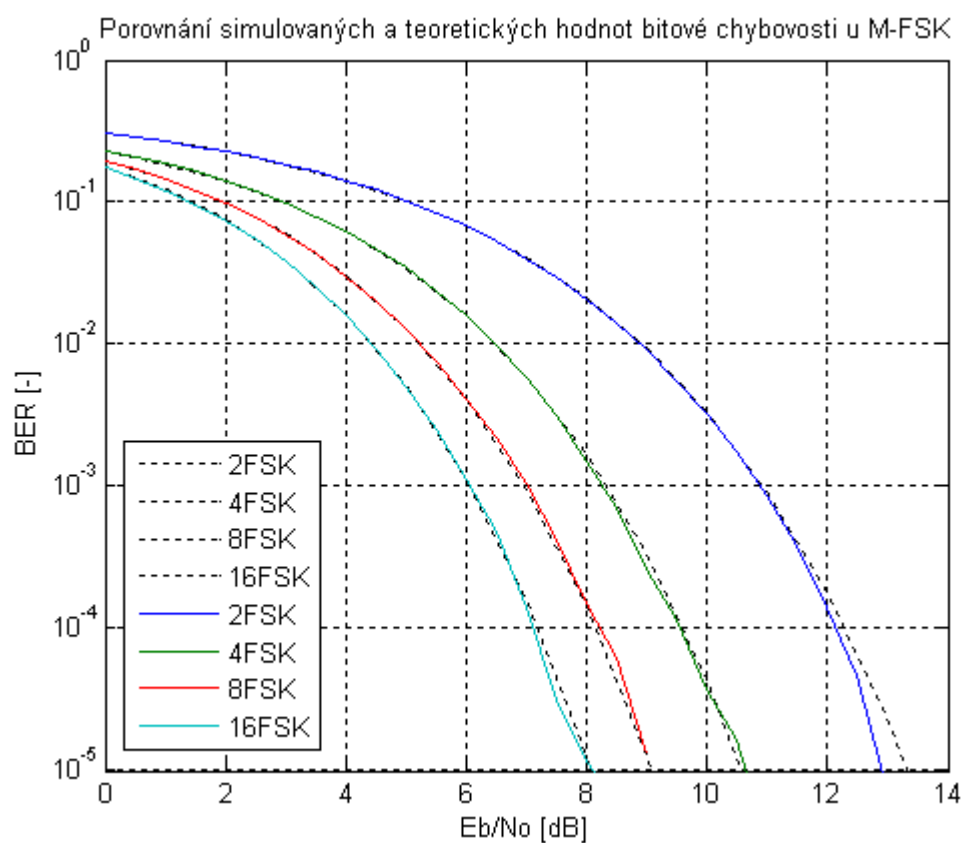
Diskuse k porovnání teoretických a nasimulovaných hodnot základních modulací je uvedena v kapitole o výsledcích simulace. Na následujících grafech (Obr. 15, Obr. 16) jsou zobrazeny průběhy PSK a FSK modulace pro vícevariantní varianty.



Obr. 15 Porovnání simulovaných a teoretických hodnot bitové chybovosti u M-PSK

Průběhy u PSK i FSK se téměř shodují s teoretickými. U průběhu dvoustavové a čtyřstavové PSK modulace je vidět při vyšších odstupech signálu od šumu tendence vzájemného oddalování.

Jednotlivé průběhy u všech grafů jsou zakončeny většinou pro různé hodnoty odstupe signálu od šumu, vzhledem k nastavením jednotlivých modelů a maximálnímu možnému rámci vstupních dat pro simulaci.



Obr. 16 Porovnání simulovaných a teoretických hodnot u M-FSK při nekoherentní demodulaci

Závěr

Výsledkem mé diplomové práce je shrnutí poznatků a informací o základních metodách digitálních modulačních technik a ověření jejich odolnosti vůči rušení.

Na úvod jsou vysvětleny základní parametry digitálních modulací. V následujících kapitolách jsou shrnuty nejdůležitější vlastnosti jednotlivých modulačních technik a způsoby jejich modulace a demodulace. Hlavní část diplomové práce se věnuje porovnáním odolnosti těchto modulačních technik vůči rušení.

Pro teoretické výpočty bitové chybovosti jsou pro zadané modulační techniky uvedeny vztahy podložené několika zdroji literatury s odkazy na jejich odvození. Na základě výpočtů byly sestaveny závislosti bitové chybovosti na odstupu signálu od šumu a jednotlivé průběhy okomentovány. Účelné je porovnání průběhů vícecestavových variant modulací ASK, FSK a PSK. Vztahy pro dvoustavové klíčování ASK a PSK dávají obdobné výsledky a výrazné zhoršení nastává u ASK až u čtyřstavové varianty. Naopak u FSK modulace k dosažení potřebné chybovosti se zvyšujícím se počtem stavů se potřebný odstup signál-šum snižuje.

V prostředí Matlab Simulink byly sestaveny jednotlivé modely přenosových řetězců s AWGN kanálem pro každou ze zadaných modulačních technik a pomocí ovládacího skriptu z nasimulovaných hodnot sestaveny výsledné grafy. Porovnání vypočtených a nasimulovaných hodnot dochází k stejným nebo velmi podobným výsledkům, případně jsou odchylky okomentovány.

Pro nasazení modulace v prostředí s rušením, kde lze dosáhnout malého odstupu signálu od šumu, dosahuje nejlepších výsledků modulace FSK především při použití jejích vícecestavových variant. Potřeba menšího odstupu signálu od šumu klade menší výkonové i kvalitativní nároky na přenosový systém. Naproti tomu se u této modulace zvyšuje relativní šířka pásma, kterou musíme disponovat. Při volbě dvoustavové modulace FSK je pro menší nároky na šířku pásma lepší variantou modulace MSK a především pak GMSK.

U modulací PSK a ASK se s zvyšováním počtu stavů snižuje relativní šířka pásma, ale jsou kladeny větší nároky na odstup signálu od šumu. Pro čtyřstavové a vyšší varianty ASK modulace je potřebný odstup signálu od šumu oproti řádu modulace PSK o jeden řád vyšší. Pokud jsme tedy omezeni šířkou pásma a disponujeme naopak velkým odstupem signálu od šumu je nejvhodnějším řešením právě PSK. Čtyřstavová varianta QPSK navíc dosahuje při stejné chybovosti dvojnásobného informačního toku.

V diplomové práci se podařilo ověřit výhody a nevýhody jednotlivých modulačních technik.

Seznam literatury

- [1] DOBEŠ, Josef. Moderní radiotechnika. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006, 767 s. ISBN 80-7300-132-2.
- [2] PEEBLES, Peyton. Digital communication systems. New Jersey: Prentice-Hall, 1987, 432 s. ISBN 0-13-211962-5.
- [3] PROAKIS, John. Digital communications. 4. vyd. New York: McGraw-Hill, 2001, 1002 s. ISBN 0071181830
- [4] ŠEBESTA, Vladimír. Teorie sdělování. 2. vyd. Brno: VUITUM, 2001, 160 s. ISBN 80-214-1843-5
- [5] HANUS, Stanislav. Bezdrátové a mobilní komunikace. 1. vyd. Brno: T-Mobile CZ a.s., 2005, 134 s. ISBN 80-214-1833-8
- [6] ČÍŽ, Radim. Teorie sdělování - soubor přednášek. [online] Brno: elektronické skriptum FEKT VUT, 2008.
- [7] FRANEKOVÁ, Mária. Modelovanie komunikačných systémov v prostredí Matlab, Simulink a Communications Toolbox. 1. vyd. Žilina: Edis, 2003, 130 s. ISBN 80-8070-027-3.
- [8] KARBAN, Pavel. Výpočty a simulace v programech Matlab a Simulink. Brno: Computer Press, 2006, 220 s. ISBN 80-251-1301-9.
- [9] ČÍŽ, Radim. Theory of Communication - soubor přednášek. [online] Brno: elektronické skriptum FEKT VUT, 2008.
- [10] The MathWorks, Inc. Communications Blockset 3 User's Guide. 10. vyd. Natick: The MathWorks, 2007, 254 s.
- [11] The MathWorks, Inc. Communications Blockset 3 Getting Started. 11. vyd. Natick: The MathWorks, 2007, 96 s.
- [12] NOBILIS, Jiří. Základní modulační principy. 1. vyd. Pardubice: elektronické skriptum SPŠE, 2004, 110 s.
- [13] SASASE, Iwao. Digital Modulation Techniques. [online]. Keio University: elektronické skriptum. 2007. Dostupné z URL: <www.sasase.ics.keio.ac.jp/jugyo/2007/print/Digital_Modulation_Techniques_2007p.pdf>
- [14] PAVELKA, Ondřej. Internet ze zásuvky. [online]. 2000. ISSN 1213-1539 Dostupné z URL: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00034/index.html>>
- [15] HRDINA, Zdeněk, VEJRAŽKA, František. Digitální radiová komunikace. Praha: ČVUT, 1994, 243 s. ISBN 80-01-01059-7

- [16] SÝKORA, Jan. Digitální rádiová komunikace II. 1. vyd. Praha: ČVUT, 1998, 350 s. ISBN 80-01-01374X
- [17] ÖRS, Tolga, CHOTIKAPONG, Yotsapak, SUN, Zhili. Broadband integrated satellite network traffic evaluations. [online]. 2002. Bisante Consortium. Dostupné z URL: <<http://www-bisante.ee.surrey.ac.uk/deliverables/public/bisante-deliverable-22.pdf>>
- [18] GHASSEMLOOY, Z. Mobile Communication systems – Part 5 Modulation techniques. [online]. 2003. Sheffield Hallam University, Northumbria University Dostupné z URL: <<http://soe.unn.ac.uk/ocr/teaching/mobile/pp/partV-v1.pdf>>
- [19] GALEAZZI, Marco. Corso di Tecniche CAD per le Telecomunicazioni - Lezione 7 Simulink. 2007. Università Politecnica delle Marche. Dostupné z URL: <http://www.tlc.deit.univpm.it/sistemi/AA2007_08/Lezione07.pdf>

Abecední přehled použitých zkratek, veličin a symbolů

A – amplituda signálu

ASK (*Amplitude Shift Keying*) – amplitudové klíčování

AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) - aditivní bílý gaussovský šum

B – šířka pásma

BT – relativní šířka pásma u GMSK modulace

BER (*Bit Error Rate*) – bitová chybovost

BERATT – (*BER Analysis Tool Theoretical*) – nástroj Matlabu pro výpočty BER

CPFSK (*Continuous-Phase Frequency Shift Keying*)- kmitočtové klíčování se spojitou fází

E_b - střední hodnota energie připadající na jeden bit

E_b/N_o – normovaný odstup signál-šum vztažený k energii připadající na jeden bit

E_s - střední hodnota energie připadající na jeden symbol

E_s/N_o – normovaný odstup signál-šum vztažený k energii připadající na jeden symbol

erf (*error function*) – chybová funkce

erfc (*error function complementary*) – komplementární chybová funkce

FSK (*Frequency Shift Keying*) – kmitočtové klíčování

GMSK (*Gaussian-filtered Minimum Shift Keying*) - kmitočtové klíčování s minimálním zdvihem omezené Gaussovým filtrem

ISI (*Inter-Symbol Interference*)- mezisymbolová interference

M – modulační rychlost [Bd]

MSK (*Minimum Shift Keying*) – kmitočtové klíčování s minimálním zdvihem

N_o - spektrální výkonová hustota šumu

NRZ (*Non-Return-to-Zero*) – dvoustavový signál bez návratu k nule

P - střední výkon signálu

PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) – pulsně amplitudová modulace

P_e – pravděpodobnost chyby bitu

P_s – pravděpodobnost chyby symbolu

PSK (*Phase Shift Keying*) – fázové klíčování

QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) – kvadraturní amplitudová modulace

QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) – kvadraturní fázové klíčování

R – přenosová rychlost [b/s]

SER (*Symbol Error Rate*) – symbolová chybovost

T – perioda signálu

T_b – doba trvání binárního symbolu

Seznam příloh

Příloha A

Popis obsahu přiloženého CD média

- práce ve formátu pdf
- modely modulací pro Simulink
- modely pro automatické měření s .m soubory
- skriptové .m soubory s teoretickými výpočty
- výsledné grafy získané simulací
- výsledné teoretické grafy